

공학석사 학위논문

태양광패널 모사장치를 위한
하이브리드 제어기의 설계 및 분석

Design and Analysis of Hybrid Control Method for
Solar Array Simulator

울 산 대 학 교 대 학 원
전기전자컴퓨터공학과
서 영 태

태양광패널 모사장치를 위한 하이브리드 제어기의 설계 및 분석

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2017 년 11 월

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
서영태

서영태의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 이 홍 희 인

심 사 위 원 전 태 원 인

심 사 위 원 최 성 진 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2017 년 11 월

[국문요약]

태양광패널 모사장치를 위한 하이브리드 제어기의 설계 및 분석

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
서 영 태

최근 지속가능한 신재생에너지가 화두가 되고 있는 지금, 그 중 태양광패널을 기반으로 발전이 가장 연구개발 및 상용화 진행이 활발하게 진행 중이다. 이러한 연구개발 중 실제 태양광패널을 이용한 전체 시스템 검증에 앞서, 개발단계에서 대기환경 조건을 통제하기 위하여 태양광패널 모사장치를 사용한다.

이러한 개발을 통해 다양한 재료를 사용한 상용화된 패널이 가지는 곡선인자 값이 다양해짐에 따라, 태양광패널 모사장치는 다양화되고 있는 패널에 대해 제어에 문제가 발생하지 않아야 한다. 이에 대하여 현재 상용화된 패널에 대해 재료별 패널의 곡선인자를 조사하였다. 또한 가장 많이 사용되고 있는 실리콘 결정으로 이루어진 패널은 높은 곡선인자를 가지고 있으며, 이에 대해 모사장치는 대응이 가능해야한다. 하지만 기존 모사장치의 제어기로는 높은 곡선인자를 가진 패널에 대해 제어에 어려움이 발생하는 것을 확인하였다.

이러한 제어 문제를 해결하기 위해, 본 논문은 다양한 곡선인자를 가지는 패널에 따라 대응이 가능한 태양광패널 모사장치의 하이브리드 제어기법인 3-구역 제어기법에

대해 제어 절차를 분석하고 이를 기반으로, 전체 3-구역에 대한 시스템 블록도를 설계하고 각 구역인 전류 모드 구역, 전압 모드-1 구역, 전압 모드-2 구역에 대한 제어 블록도를 설계하였다. 이러한 설계를 바탕으로 루프 이득과 교차 주파수 및 위상여유를 확인하고 MATLAB을 이용하여 제어 안정성에 대해 검증하였다.

3-구역 제어기 설계를 바탕으로, PSIM을 이용하여 전력단은 벽컨버터, 구역을 제어할 전처리기 그리고 지령치와 측정치를 조절해줄 제어기로 구성된 태양광패널 모사장치를 구현하여, 현재 상용화된 패널 중 높은 곡선인자를 가진 실리콘 결정인 SQ160PC, KC65GT 그리고 BP-MSX120을 시뮬레이션하여 지령치와 모사장치의 전력단 출력값을 비교 분석하였다. 그리고 각 모드 변환 시 발생하는 응답속도 및 안정성을 검증하였다.

PSIM으로 구현하였던 태양광패널 모사장치를 전처리기 및 제어기를 TMS320F28377S를 이용하여 구성하여 하드웨어를 구현하였다. 앞서 시뮬레이션 하였던 각 모드 변환 시에 대해서도 실제 하드웨어를 이용한 실험을 통해 응답속도와 안정성을 검증하였다.

목 차

국문요약	I
목 차	III
그림목차	V
표 목 차	VII
1. 서 론	1
1.1. 연구배경 및 필요성	1
1.2. 연구 목표 및 내용	3
1.3. 논문구성	4
2. 기존 제어기법	5
2.1. 곡선인자	5
2.1.1. 곡선인자 정의	5
2.1.2. 재료에 따른 태양광패널 곡선인자	6
2.2. 전류 모드 제어기	9
2.2.1. 태양광패널 모델 기반 전류 모드 제어기	10
2.2.2. 조건표 기반 전류 모드 제어기	11
2.2.3. 전류 모드 제어기의 문제점	11
2.3. 전압 모드 제어기	12
2.3.1. 태양광패널 모델 기반 전압 모드 제어기	12
2.3.2. 조건표 기반 전압 모드 제어기	12
2.3.3. 전압 모드 제어기의 문제점	13
3. 하이브리드 제어기법	14
3.1. 하이브리드 제어기 구성	14
3.1.1. 2-구역 제어기	14
3.1.2. 3-구역 제어기	15

3.2. 3-구역 제어기 설계	20
3.2.1. 전력단 설계	20
3.2.2. 각 구역 소신호 모델링	25
3.2.3. 3-구역 제어기 설계	26
4. 3-구역 제어기 검증	35
4.1. 소프트웨어를 이용한 검증	35
4.2. 하드웨어를 이용한 검증	44
5. 결 론	51
참 고 문 헌	52
ABSTRACT	55
연구논문 실적	56
수상 실적	57

그림 목 차

그림 1.1 태양광패널 모사장치 구조	2
그림 1.2 태양광패널 모사장치 엔진	3
그림 2.1 태양광패널의 곡선인자와 I-V 특성곡선	5
그림 2.2 곡선인자에 대한 I-V 변화량	7
그림 2.3 하나의 제어기를 사용한 태양광패널 모사장치	8
그림 2.4 태양광패널 I-V 특성곡선	9
그림 2.5 전류 모드 제어기만 사용한 태양광패널 모사장치	10
그림 2.6 태양광패널 등가회로 모델	11
그림 3.1 2-구역 제어기를 사용한 태양광패널 모사장치	14
그림 3.2 3-구역 제어기법	15
그림 3.3 전압제어 절차 분석	16
그림 3.4 3-구역 제어 시스템 블록도	19
그림 3.5 개방전압에 따른 듀티 범위 설정	20
그림 3.6 듀티에 따른 인덕터값 범위 설정	21
그림 3.7 캐패시터의 데이터시트(Vendor: SAMYOUNG)	22
그림 3.8 벡 컨버터를 이용한 전력단 설계치	24
그림 3.9 3-구역 제어 블럭도	27
그림 3.10 전류 모드 제어기	28
그림 3.11 전압 모드-1 제어기	29
그림 3.12 전압 모드-2 제어기	30
그림 3.13 루프 이득 선도 - 전류 모드	31
그림 3.14 루프 이득 선도 - 전압 모드-1	32
그림 3.15 루프 이득 선도 - 전압 모드-2	33
그림 4.1 PSIM을 이용한 태양광패널 모사장치	35
그림 4.2 3-구역 제어를 이용한 모사장치 출력 I-V 특성곡선	37
그림 4.3 각 동작모드 시뮬레이션 결과(1000W/m ² , 25°C)	40
그림 4.4 태양광패널 모사장치와 전력조절기	42
그림 4.5 TMS320F28377S를 이용한 태양광패널 모사장치	44

그림 4.6 태양광패널 모사장치 실험 구성도	45
그림 4.7 각 동작모드 실험 결과($1000\text{W}/\text{m}^2$, 25°C)	46
그림 4.8 동작모드 변경 실험 결과($1000\text{W}/\text{m}^2$, 25°C)	48

표 목 차

표 2.1 태양광패널들의 성능	6
표 3.1 벡 컨버터 설계사양	25
표 3.2 제어 완성사양	34
표 4.1 하드웨어 소자 선정	44

1. 서론

1.1 연구배경 및 필요성

화석연료가 가까운 미래에 고갈될 위기에 직면하고 있고, 이것을 사용하여 발생하는 대기오염으로 인하여 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, 무공무진하게 사용할 수 있기 때문이다.

그렇지만 많은 태양광 발전 시스템 엔지니어들이 이 분야에 대해 연구하고 개발하는데 있어 제약되는 부분이 있다. 실제 태양광 패널을 이용하여 전체 시스템을 검증하기 전, 시스템의 개발단계에서 실험이 필요하다. 그 이유는 실제 태양광 패널을 이용하여 실험을 할 경우에는 대기환경 조건을 통제 할 수 없기에 일사량과 온도를 엔지니어들이 원하는 조건하에 실험을 하기에는 어렵기 때문이다. 따라서 그림 1.1의 태양광패널 모사장치(Solar Array Simulator, SAS)를 개발과정에서 사용할 경우, 이러한 문제를 극복 할 수 있다.

이러한 태양광패널 모사장치는 직류 전원 장치, DC/DC 컨버터, PWM 제어기, 그리고 태양광 패널 엔진으로 구성되어있다. 여기서 태양광패널 엔진을 기준으로 구성하는 방법으로는 조건표(LookUp Table, LUT, 見見表)를 기반으로, 실제 패널을 이용하여 측정한 데이터를 표 형태로 저장하여 값을 불러와 사용하는 모사장치와 태양광패널 모델(PV Model, PVM)을 기반으로, 등가모델 식을 바탕으로 가상의 패널 데이터를 만들어 사용하는 모사장치가 있다.

그림 1.2(a)의 조건표 기반 태양광 발전 패널 모사 장치는 실제 태양광 패널을 이용하여 많은 실험을 통하여 얻은 I-V 특성곡선의 데이터를 미리 3차원 조건표에 저장하

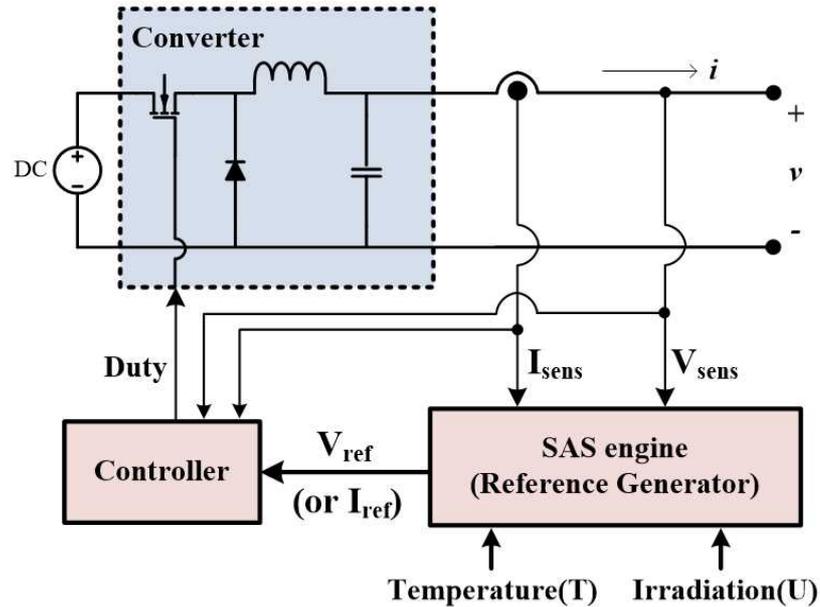


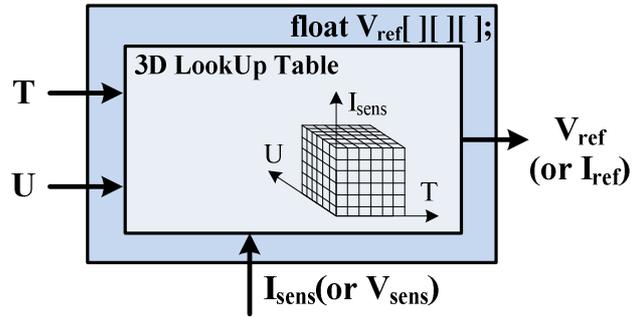
그림 1.1 태양광패널 모사장치 구조.

Fig. 1.1 Scheme for solar array simulator.

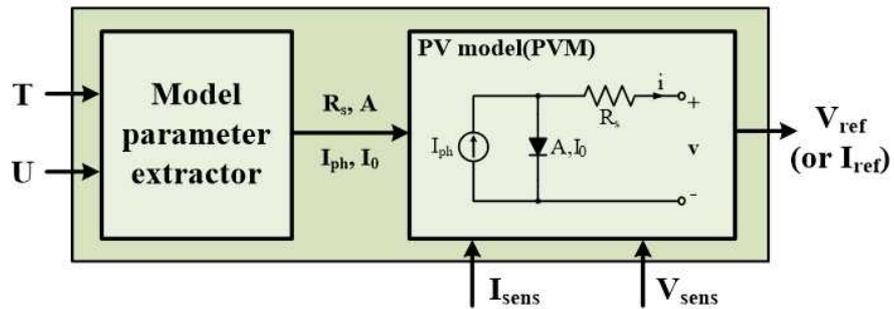
여 사용된다. 조건표 기반 모사장치는 실제 태양광 패널의 I-V 특성곡선을 그대로 반영할 수 있고, 필요한 값을 읽어오기 때문에 응답속도가 빠른 장점이 있다. 그림 1.2(b)의 태양광 패널 모델을 기반 모사장치는 I-V 특성곡선을 식을 통하여 빠르게 구성하고 데이터시트에 명시된 3개의 포인트 지점(개방, 단락, 최대전력지점)들을 이용하여 태양광 패널 매개변수를 추출하는 많은 알고리즘들을 사용하여 지령치를 추출하게 된다.[1]-[3]

위와 같이 모사장치 엔진을 거쳐 나온 지령치와 전력단의 출력값을 이용하여 제어기를 통해 전력단을 제어하게 된다. 기존의 제어기로는 전류 모드 제어기[4]-[9]와 전압 모드 제어기[10]-[15]가 있다. 이 제어기들은 각각의 장·단점이 있고, 곡선인자가 높은 패널에 대해 제어 문제가 발생한다. 이를 해결하는 제어방법으로 하이브리드 제어기[16],[17]가 나오게 되었다.

본 논문에서는 3-구역 제어기의 각 구역에 대한 블록도와 식을 설계하고 이에 대해



(a) LookUp-Table(LUT) based



(b) PV model(PVM) based

그림 1.2 태양광패널 모사장치 엔진.

Fig. 1.2 Engine for solar array simulator.

분석하였다. 이 제어기는 세 가지의 제어를 이용하여, 보다 유연하고 안정적인 제어를 한다. 각 구역에 대해 제어기를 설계하고 타당성을 검증하기 위해 PSIM 시뮬레이션을 이용하였다.

1.2 연구 목표 및 내용

본 논문의 목적은 다양한 재료로 만들어지고 있는 태양광패널의 곡선인자가 각각 다르며, 특히 높은 곡선인자를 가진 태양광패널을 모사할 경우, 기존의 제어기법을 사용하게 되면 제어 안정도를 확보하는 것이 어렵다. 따라서 3-구역 제어기법을 통해, 어떠한 곡선인자를 가지는 것에 상관없이, 태양광패널을 모사할 수 있는 제어기를 설계하는 것이다.

본 논문의 논리전개 내용은 다음과 같다.

높은 곡선인자를 가지는 패널에 대하여, 기존의 제어기법인 전류 모드 제어기와 전압 모드 제어기는 제어 안정도 측면에서 문제가 발생하여, 태양광패널 모사가 불가능한 것을 확인하였다. 이러한 문제를 해결하기 위해 하이브리드 제어기법을 사용하는데 2종류의 제어기법이 있다. 첫 번째로는 2개의 제어기를 혼합한 2-구역 제어기법이 있다. 이 제어기법으로는 전류 모드 제어기와 전압 모드 제어기를 각각 1구역씩 혼합하여 사용한다. 하지만 최대전력지점에서 제어 안정도가 불안정한 것을 확인하였다. 이러한 근거를 토대로, 3개의 제어기를 혼합한 3-구역 제어기법을 기반으로, 1개의 전류 제어기와 2개의 전압 제어기를 사용하여 보다 유연하고 안정적인 제어를 통해, 높은 곡선인자를 가진 태양광패널도 모사가 가능하다.

1.3 논문구성

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다.

2장에서는 태양광 패널이 가지는 곡선인자에 대하여 정의한다. 이를 바탕으로 기존의 전류 모드 제어기와 전압 모드 제어기의 문제점에 대해 설명한다.

3장에서는 2-구역 제어기법 사용 시 문제점과 이를 해결하기 위한 3-구역 제어기법에 대해 설명한다. 각 구역의 제어기 설계기법을 제시하고, 루프 이득 보데선도를 통해 안정도를 확인한다.

4장은 3장에서 설계한 3-구역 제어기를 기반으로 태양광패널 모사장치를 설계 및 시뮬레이션 하고, 실제 하드웨어를 구동하여 검증한다.

5장에서는 내용을 요약정리하고 결론을 맺는다.

2. 기존 제어기법

2.1 곡선인자(Fill Factor)

2.1.1 곡선인자 정의

제어기에 대한 설명에 앞서, 태양광패널의 I-V 특성곡선에 대한 언급이 필요하여 이 소단원을 구성하였다. 곡선인자는 태양광패널이 만들어진 재료에 따라 다른 곡선인자를 가지고 제어에 영향을 주기 때문이다. 태양광패널의 곡선인자를 구하는 식은 다음과 같다.

$$Fill\ Factor = \frac{P_{mpp}}{P_{max}} = \frac{V_{mpp} I_{mpp}}{V_{oc} I_{sc}} \quad (2.1)$$

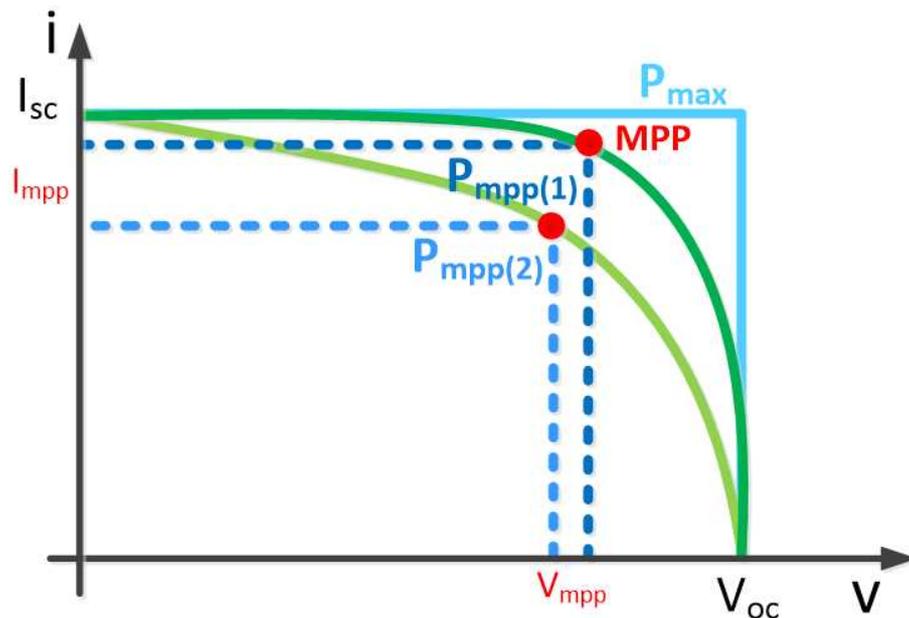


그림 2.1 태양광패널의 곡선인자와 I-V 특성곡선.

Fig. 2.1 Fill factor(FF) and I-V characteristic curve.

곡선인자가 중요한 이유로는 그림 2.1과 같이 $P_{mpp(1)}$ 의 곡선과 $P_{mpp(2)}$ 의 곡선은 각각 다른 재료로 만들어진 패널의 곡선을 나타낸 것이다. 이 값에 따라 태양광패널의 I-V 특성곡선의 모양이 모두 다르며, 기존의 제어기로 제어가능의 유무가 판별된다.

2.1.1 재료에 따른 태양광패널 곡선인자

표 2.1 태양광패널 들의 성능.

Table. 2.1 Specification of typical photovoltaic panels.

Material	Panel	$V_{oc}(V)$	$I_{sc}(A)$	$V_{mpp}(V)$	$I_{mpp}(A)$	FF
Mono Crystalline	Shell Solar SQ160-PC	43.5	4.90	35.0	4.58	0.75
	Siemens SP150	43.4	4.80	34.0	4.40	0.72
	Solarworld SW265	39.0	9.31	30.8	8.69	0.73
Poly Crystalline	Kyocera KC65GT	21.7	3.99	17.4	3.75	0.75
	BP Solar BP-MSX120	42.1	3.87	33.7	3.56	0.74
	S-Energy SN60	38.1	9.24	30.7	8.64	0.75
Amorphous Silicon	KANEKA U-EA120	71.0	2.60	55.0	2.18	0.65
CIGS	SolarPower SP1-90	33.6	4.30	24.7	3.60	0.62
	SolarPower SP1-260	97.2	4.40	70.8	3.70	0.61
CdTe	GE Energy GE-CdTe83	95.0	1.25	75.0	1.10	0.70
	Calyxo GmbH CX3 85	60.0	2.17	45.2	1.89	0.65
Dye-Sensitised	G24 Power G24i Outdoor1	8.00	0.14	4.55	0.10	0.41

각각의 재료에 따라 패널의 성능과 곡선인자에 대하여 표 2.1에 정리하였다. 이 중에서 다양한 종류의 패널 중에서도 단결정과 다결정 실리콘으로 구성된 태양광패널을 현재 기업이나 가정에서 가장 많이 사용하고 있다. 이 재료를 사용한 태양광패널의 곡선인자의 경우, 다른 종류의 태양광패널 곡선인자와 비교하였을 때, 더 큰 곡선인자가 형성되어 있는 것을 확인할 수 있다.

그러므로 태양광패널 모사장치는 큰 곡선인자를 가진 단결정과 다결정 실리콘 패널에 대해 기본적으로 제어 안정도 측면에서 문제가 발생하지 않아야 한다. 하지만 기준에 사용되어 오는 제어기법은 한가지의 제어기를 이용하여 제어 하였다. 이는 곡선인자가 작은 패널의 경우로, 비선형 전원의 특성이 상대적으로 높은 패널 보다 약하며 동시에 모든 구간이 전류와 전압 모두 변화량이 크다.

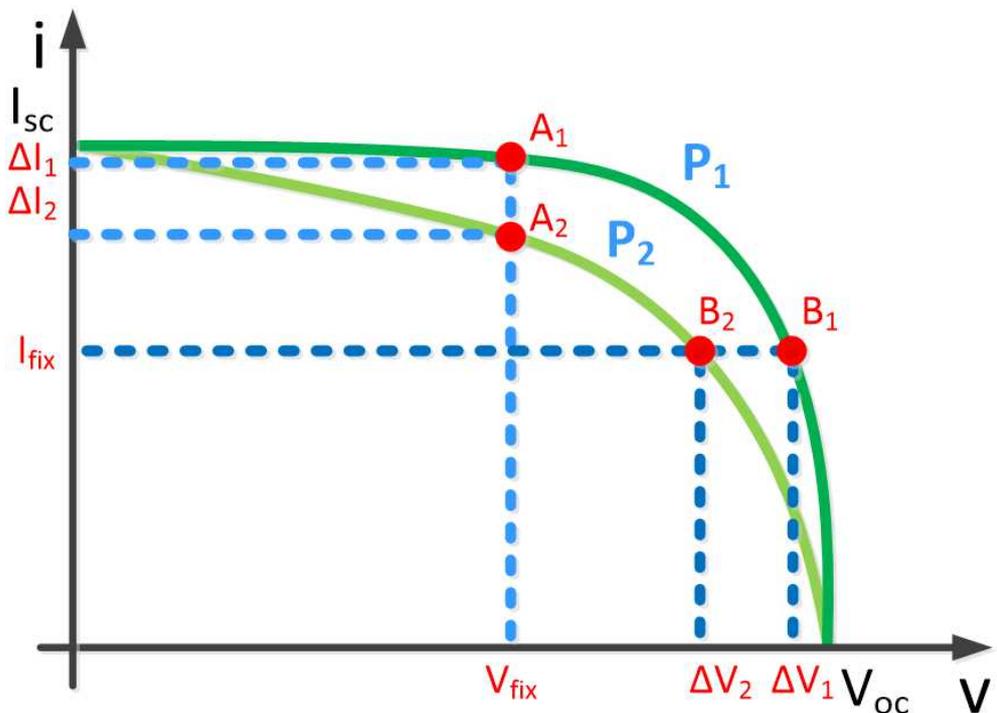
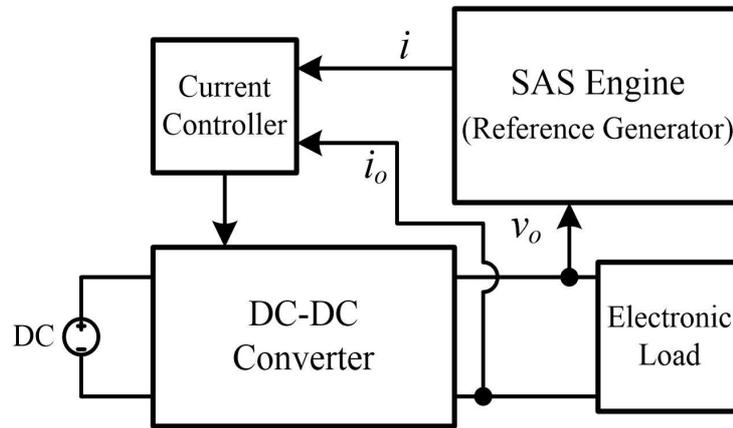


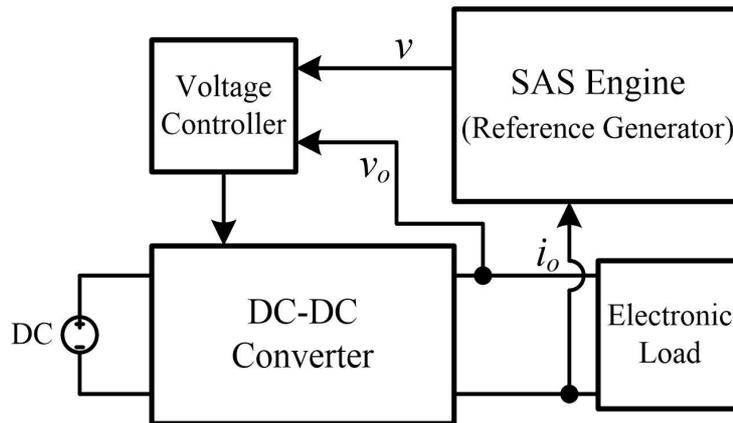
그림 2.2 곡선인자에 대한 I-V 변화량.

Fig. 2.2 I-V variation for fill factor.

그림 2.2를 토대로 설명하자면, 초록색의 높은 곡선인자를 가진 P_1 의 I-V 특성곡선과 연두색의 낮은 곡선인자를 가진 P_2 의 I-V 특성곡선이 있다. 전압 $0 \sim V_{\text{fix}}$ 를 기준으로 P_1 의 전류 변화량 ΔI_1 과 P_2 의 전류 변화량 ΔI_2 를 비교하면, 높은 곡선인자를 가진 P_1 의 ΔI_1 이 P_2 의 ΔI_2 보다 변화량이 작다. 또한 전류 $0 \sim I_{\text{fix}}$ 를 기준으로 P_1 의 전압 변화량 ΔV_1 과 P_2 의 전압 변화량 ΔV_2 를 비교하면, 전류 변화량과 마찬가지로 높은 곡선인자를 가진 P_1 의 ΔV_1 이 P_2 의 ΔV_2 보다 작은 것을 확인할 수 있다. 앞서 언급한 대로 A지점 이전과 B지점 이후를 비교하면, 낮은 곡선인자를 가진 패널은 모든 구간에 대해 전류와 전압 변화량이 큰 반면, 높은 곡선인자를 가진 패널의 경우 곡선의 형태가 전류나 전압 변화량이 현저히 작은 것을 확인 가능하다.



(a) Current mode control



(b) Voltage mode control

그림 2.3 하나의 제어를 사용한 태양광패널 모사장치.

Fig. 2.3 Solar array simulator using current mode and voltage mode controller.

이에 대한 작은 곡선인자를 가진 패널의 경우, 전류 및 전압 변화율이 모두 큰 상황에서 제어기를 구성하여 사용하였을 경우 제어 안정성에 문제가 발생하지 않았다. 하지만 큰 곡선인자를 가진 패널의 경우 비선형 전원의 특성이 강하고, 각 구역에 따라 전류와 전압 변화량이 확연히 다르기 때문에 하나의 제어기를 구성하여 사용하기에는 제어 불능 상황이 발생한다. 이러한 문제점에 대해서 소단원 2.2-3절에서 언급한다.

2.2 전류 모드 제어기

기존의 태양광패널 모사장치의 제어기 중 전류 모드 제어기의 경우, 전류값에 대해 제어를 한다. 전류 모드 제어기를 이용한 모사장치는 그림 2.3(a)와 같이 전력단의 출력전압을 토대로 하여 엔진에서 전류 지령치를 생성한 후, 전력단의 출력전류와 제어기에서 비교하여 전력단의 스위칭을 통해 최종 제어를 하도록 구현한다.

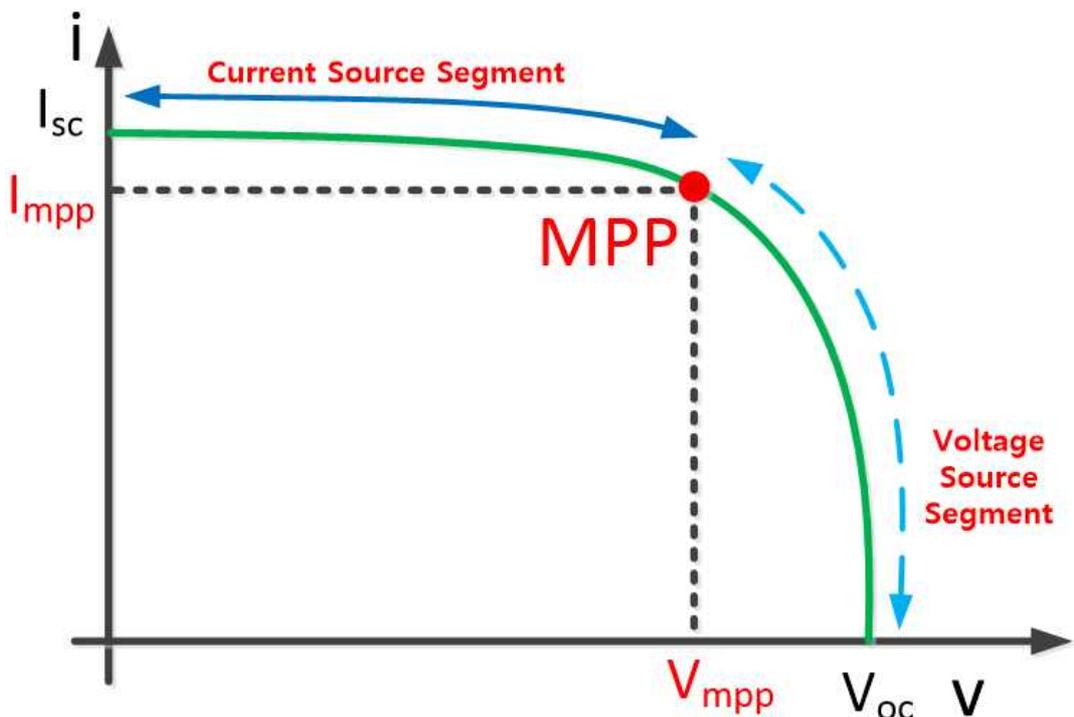


그림 2.4 태양광패널 I-V 특성곡선.

Fig. 2.4 I-V characteristic curve of photovoltaic panel.

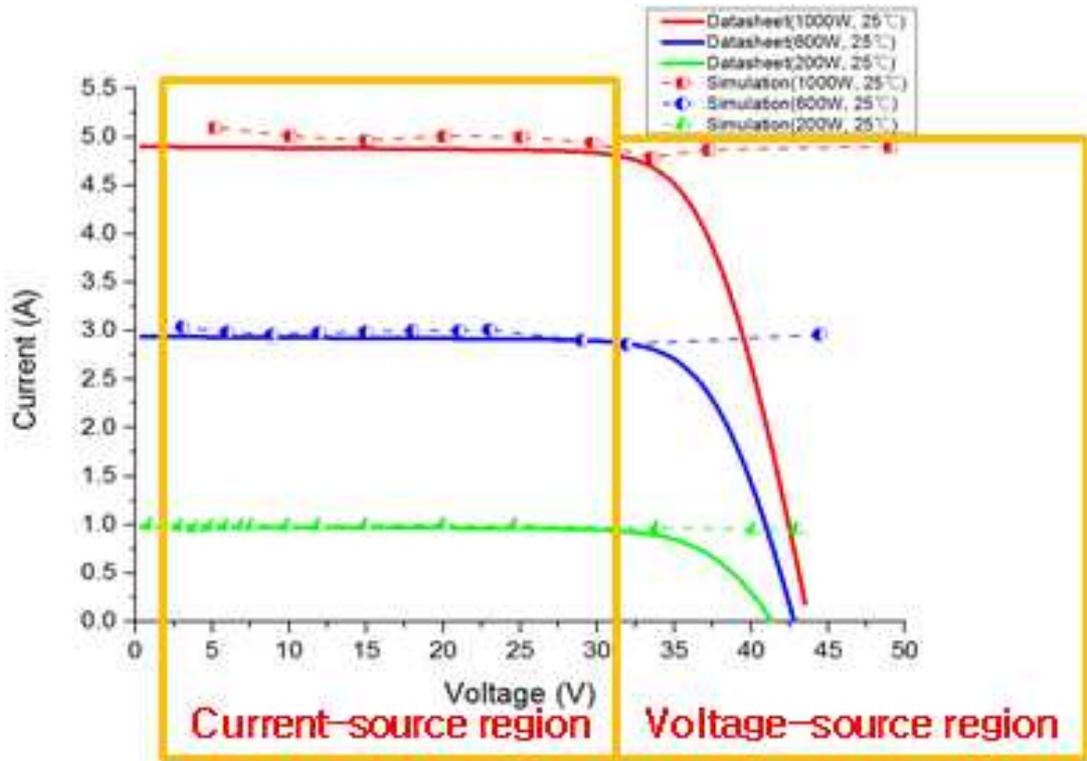


그림 2.5 전류 모드 제어기만 사용한 태양광패널 모사장치.

Fig. 2.5 Solar array simulator by only current mode controller.

2.1.1 태양광패널 모델 기반 전류 모드 제어기

전류 모드 제어기를 사용하여 그림 1.2(a)의 태양광패널 모델 기반 엔진으로, 그림 2.6의 태양광패널 등가회로 모델을 토대로 태양광패널 모사장치를 구성할 때, 출력전류 식은 식 (2.2)와 같이 구성한다.[4]-[9]

$$i_o = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{v_o + i_o R_s}{N_s A V_T}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

태양광패널 모델 기반 엔진과 전류 모드 제어기를 사용한 모사장치는 전력단의 출력 전압 V_o 를 이용하여 식 (2.2)를 사용하여 전류 지령치 i 를 생성하고, 이를 전류 지령치 i 와 출력전류 i_o 를 비교하여 제어하는 방법이다.

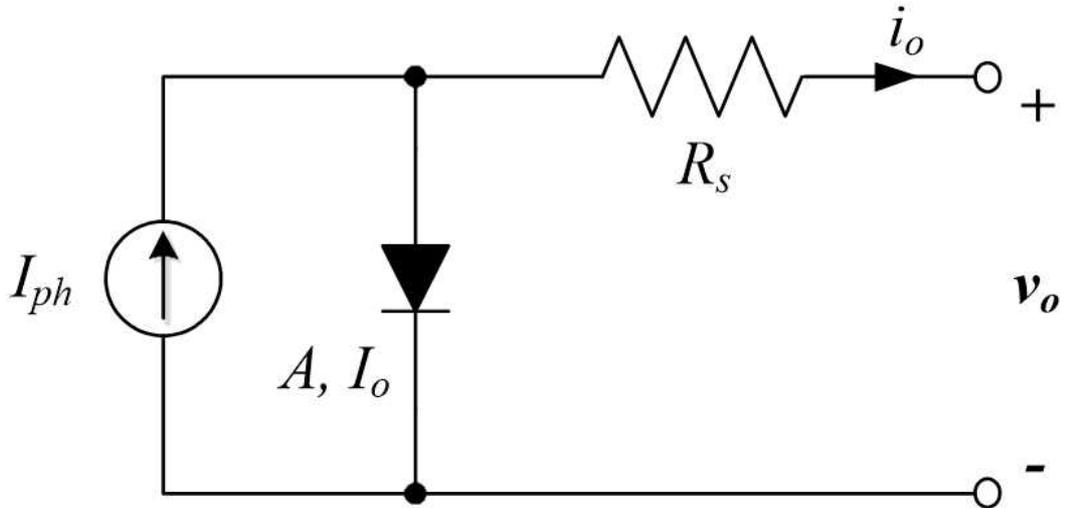


그림 2.6 태양광패널 등가회로 모델.

Fig. 2.6 Equivalent circuit model of photovoltaic panel.

2.1.2 조건표(早見表) 기반 전류 모드 제어기

그림 1.2(b)의 조건표 기반 엔진을 이용한 태양광패널 모사장치는 전류 모드 제어기를 기반으로 구성할 시, 그림 2.3(a)와 같이 구성된다. 전력단의 출력전압 V_o 를 이용하여 조건표의 저장된 전류값을 읽어와 전류 지령치 i 를 생성한다. 조건표는 실제 태양광 패널을 이용하여 실험한 데이터를 표의 형태로 저장한 것으로, 전류 모드 제어기를 사용한 모사장치의 경우에는 조건표의 입력이 전압값으로 들어오면 출력을 전류값을 내보내는 식으로 구성하여 사용한다. 조건표를 통해 나온 전류 지령치 i 와 출력전류 i_o 를 비교하여 전력단의 스위치를 제어하는 방법이다.

2.1.3 전류 모드 제어기의 문제점

이러한 제어의 단점으로는, 곡선인자가 큰 패널에서 발생하게 된다. 앞서 곡선인자에 대한 패널의 문제점에 대해 언급하였듯이, 그림 2.4의 전압전원 영역에서 문제가 발생한다. 전류전원 영역과는 다르게, 전압전원 영역은 전압값의 변화폭에 비해 전류값의 변화폭이 크다. 이러한 이유로 전력단의 출력전압값이 흔들려 순간적으로 개방전압값

을 넘어가게 되어 제어영역을 벗어나기 쉽고, 이에 따라 조건표를 사용하거나 태양광 패널 증가회로 모델 식을 사용하여 전류 지령치가 생성될 때, 그에 맞는 전류 지령치를 생성하지 않게 되어 원하는 출력전류값을 얻지 못한다. 즉, 제어범위를 벗어나 태양광패널 모사를 할 수 없게 된다.

2.3 전압 모드 제어기

다음의 태양광패널 모사장치의 전압 모드 제어기는 그림 2.1(b)와 같이 구현하고 전류 제어기와는 반대로 제어한다. 전력단의 출력전류를 토대로 하여 엔진에서 전압 지령치를 생성한 후, 전력단의 출력전압과 제어기에서 비교하여 전력단의 스위칭을 통해 최종 제어를 하도록 구현한다.

2.3.1 태양광패널 모델 기반 전압 모드 제어기

태양광패널 모델 기반 엔진은 그림 1.2(b)와 같이 구현한다. 이를 바탕으로 전압 모드 제어기를 사용한 모사장치는 전력단의 출력전류 i_o 를 이용하여 식 (2.3)을 사용하여 전압 지령치 V 를 생성하고, 전압 지령치 V 와 출력전압 V_o 를 비교하여 제어하는 방법이다. 태양광패널 증가회로 모델 기반 엔진을 사용할 경우에는 식 (2.3)과 같이, 그림 2.6을 통해 구할 수 있는 태양광패널 증가회로 모델의 출력전압 식을 사용한다.[10]-[15]

$$v_o = N_s A V_T \log\left(\frac{I_{ph} + I_o - i_o}{I_o}\right) - R_s i_o \quad (2.3)$$

2.3.2 조건표 기반 전압 모드 제어기

그림 1.2(a)인 조건표 기반 엔진을 이용한 모사장치는 전압 모드 제어기를 사용할 경우 그림 2.3(b)와 같이 구성한다. 이 모사장치의 동작 원리는 전력단의 출력전류 i_o 를 받아 조건표에 저장된 전압값을 읽어와 전압 지령치 V 를 생성한다. 전압 모드 제어기를 사용한 모사장치의 경우에는 조건표의 입력이 전류값으로 들어오면 출력을 전압값

을 내보내는 식으로 구성하여 사용한다. 조건표를 통해 나온 전압 지령치 V 와 전력단의 출력전압 V_o 와 비교하여 제어를 하게 된다.

2.3.3 전압 모드 제어기의 문제점

이 방법의 단점 또한 곡선인자가 큰 패널의 경우 발생하게 된다. 그림 2.2를 통해 언급하였듯이, 전류 모드 제어기와 반대로 그림 2.4의 전류전원 영역에서 문제가 발생할 수 있다. 전류전원 영역은 전류값의 변화폭이 전압값의 변화폭 보다 매우 작아, 전력단의 출력전류값이 흔들려 순간적으로 단락전류값을 넘어가게 되어 제어영역을 벗어나기 쉽고, 이에 따라 조건표를 사용하거나 태양광패널 등가회로 모델 식을 사용하여 전압 지령치 생성 시 원하는 지령치를 생성하지 않게 되고 원하는 출력전압값을 얻지 못한다.

3. 하이브리드 제어기

3.1 하이브리드 제어기 구성

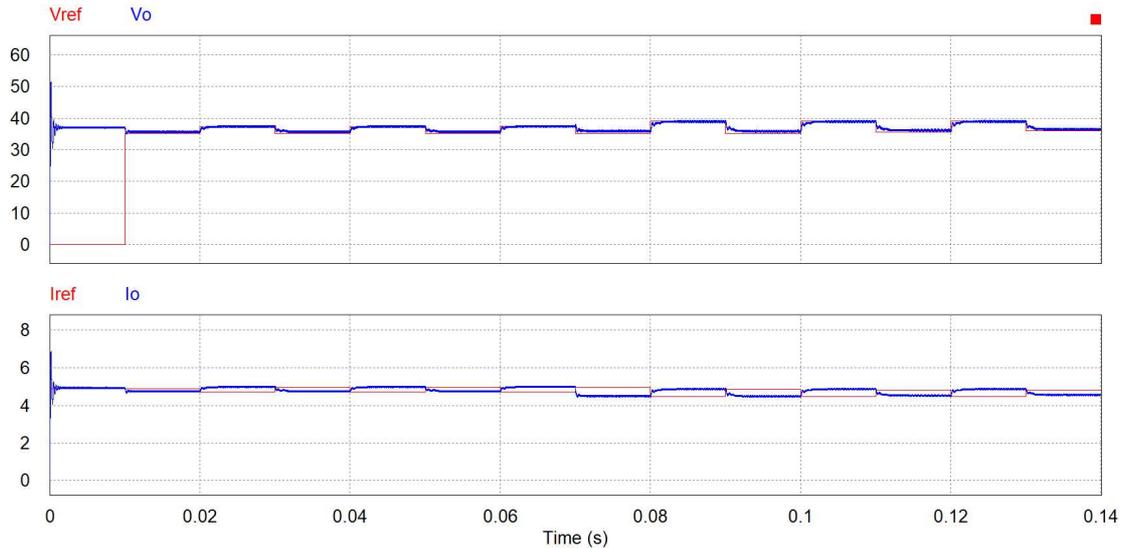


그림 3.1 2-구역 제어기를 사용한 태양광패널 모사장치.

Fig. 3.1 Solar array simulator using two-section controller.

3.1.1 2-구역 하이브리드 제어기

앞서 기존에 하나의 제어기를 사용한 제어기법은 곡선인자가 높은 패널의 경우 동작하지 않는 것을 확인하였다. 기존의 방법을 해결하기 위해, 전류 모드 제어기와 전압 모드 제어기를 합쳐서 사용하는 하이브리드 제어기법이 나오게 되었다.[16],[17]

2-구역 제어기의 경우, 한 곳의 기준점을 설정하여 두가지의 제어기를 합친 제어기로 구성한다. 곡선인자가 큰 패널을 모사할 경우, 보편적으로 그림 2.2의 대부분의 전류전원 구역과 전압전원 구역에서는 제어 안정도 측면에서는 문제가 발생하지 않는다. 하지만 기준점을 기준으로 그의 주변값에 대한 문제가 발생한다. 그림 3.1에서 보시다시피, 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.

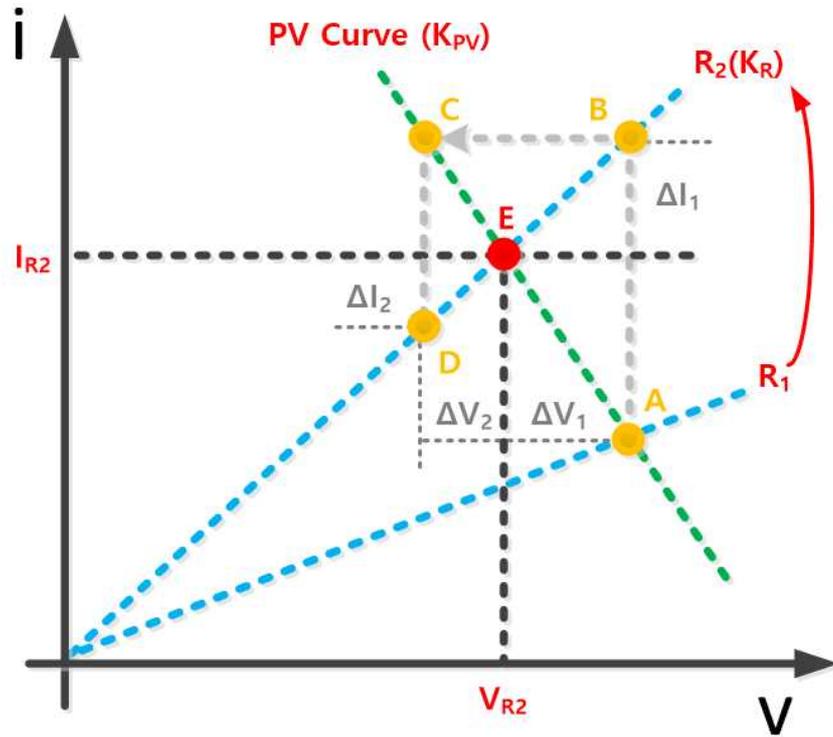


그림 3.3 전압제어 절차 분석^[17].

Fig. 3.3 Analysis of voltage control procedure^[17].

A지점에서 B지점으로 동작점이 이동하게 되는데, 이는 출력 캐패시터의 충전으로 인하여 출력전압이 급변하지 않기 때문이며 전류는 $I_{R2} + \Delta I_1$ 로 증가하게 된다. 이러한 측정된 전류로 인해 전압을 C지점인 $V_{R2} - \Delta V_2$ 로 변하게 한다. 또한 부하저항으로 인하여 전류가 C지점에서 D지점으로 감소하게 되는데 이는 제어를 통해 수렴하게 된다. 이러한 ΔV_1 과 ΔV_2 , ΔI_1 과 ΔI_2 의 관계는 식 (3.1)과 같다. 여기서 K_R 은 부하저항 기울기이고, K_{PV} 는 태양광패널의 특성곡선의 기울기를 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_1}{\Delta V_1} &= K_R \\ \frac{\Delta I_1}{\Delta V_2} &= K_{PV} \end{aligned} \Rightarrow |\Delta V_2| = |\Delta V_1| \left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| \quad (3.1)$$

$|\Delta V_1|$ 과 $|\Delta V_2|$ 는 조정되기 전의 전압차를 나타내며, $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right|$ 의 경우는 제어절차에 중요한 역할을 하게 된다. $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| < 1$, $|\Delta V_2| < |\Delta V_1|$ 인 경우에는 모사장치가 E지점으로 여러 번의 조정을 통해 올바른 제어를 하게 된다. 하지만 $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| \geq 1$, $|\Delta V_2| \geq |\Delta V_1|$ 인 경우에는 절대 제어가 될 수 없다. 그 이유는 K_R 이 K_{PV} 보다 클 수가 없는 전압 제어구역이기 때문이다. 이러한 값은 식 (3.2)와 (3.3)과 같다.

$$K_{PV} = \frac{dI}{dV} = -\frac{I_o}{N_s A V_T} e^{\frac{v_o}{N_s A V_T}} \quad (3.2)$$

$$K_R = \frac{dI_{R_L}}{dV_{R_L}} = \frac{1}{R_L} \quad (3.3)$$

식 (3.2)와 (3.3)을 통해 임계점을 구할 수 있는데, 조건이 $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| = 1$ 이다. 이를 부하저항 식으로 식 (3.4)와 같이 표현할 수 있다. 즉 $R_L > R_C$, $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| < 1$ 일 때, 올바른 제어를 하게 된다. 또한 전류식을 통해 부하저항을 유도하면 식 (3.5)와 같이 유도할 수 있다. 이러한 과정을 통하여 전류 모드 구역과 전압 모드-1 사이의 임계지점을 유도하여 사용한다.

$$R_L = \frac{N_s A V_T}{\frac{v_o}{I_o e^{\frac{v_o}{N_s A V_T}}}} = R_{Critical} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} i_o &= I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{v_o + i_o R_s}{N_s A V_T}} - 1 \right) \\ i_o &= \frac{v_o}{R_L} \end{aligned} \quad \rightarrow \quad R_L = \frac{v_o}{I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{v_o + i_o R_s}{N_s A V_T}} - 1 \right)} \quad (3.5)$$

이러한 절차를 통해 전류 모드, 전압 모드-1 그리고 전압 모드-2에 대해 기준을 나누게 된다. 전류 모드의 경우에는 $R_L \leq R_T$ 일 때 사용하는 것으로, 측정되는 출력전압을 이용하여 전압-전류의 조건표를 통해 전류 지령치를 생성한다. 전류 지령치와 출력전류를 제어기를 통하여 제어한다. 두 번째, 전압 모드-2의 경우에는 $R_L \geq R_T$ 일 때 사용하는 것으로, 측정되는 출력전류를 이용하여 전류-전압의 조건표를 통해 전압 지령치를 생성하며, 이 전압 지령치와 출력전압을 제어기를 통해 제어한다. 세 번째, 전압 모드-1의 경우에는 $\left| \frac{K_R}{K_{PV}} \right| = 1$ 의 주변 구역으로 $|\Delta V_2| = |\Delta V_1|$ 으로 전류 제어나 전압 제어 시 진동이 발생하기 때문에 즉, $R_T < R_L < R_V$ 일 때, 측정되는 저항값인 식 (3.6)을 이용하여 저항-전압 조건표를 이용하여 전압 지령치를 생성하여 제어한다.

$$R_{measured} = \frac{V_{measured}}{I_{measured}} \quad (3.6)$$

따라서, 그림 3.2에서와 같이 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. 이러한 3-구역 제어 시스템에 대하여 그림 3.4에 블록도로 나타내었다.

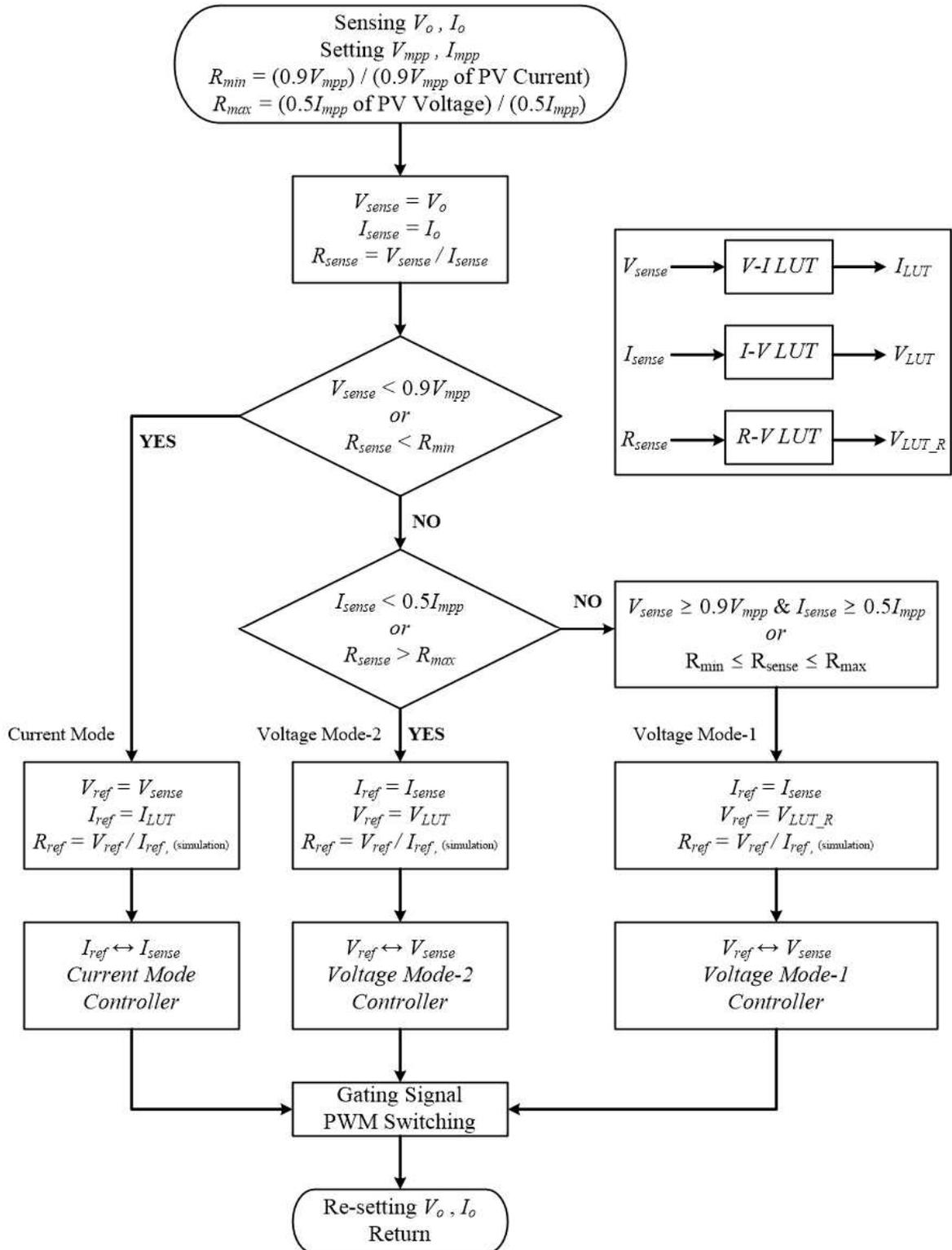


그림 3.4 3-구역 제어 시스템 블록도.

Fig. 3.4 Block diagram of the three-section control system.

3.2 3-구역 하이브리드 제어기 설계

3.2.1 전력단 설계

각 구역에 제어기를 설계하기 이전에, 벡 컨버터를 이용한 전력단을 설계하여야 한다. 벡 컨버터의 입력은 DC 서플라이로부터 60V로 고정된 전압값을 얻으며, 출력전압은 실제 태양광패널인 SQ160-PC의 사양대로 구현이 되도록 설정하였다. 이를 위해 출력전압을 여유도를 주어 최대 51V까지 가능하게 설계하였다. 이를 토대로 듀티를 식 (3.7), (3.8)과 그림 3.5와 같이 듀티의 최소값과 최대값을 지정하였다.

$$D_{\max} = \frac{V_{oc,\max}}{V_{in}} = \frac{51V}{60V} = 0.85 \quad (3.7)$$

$$D_{\min} = \frac{V_{oc,\min}}{V_{in}} = \frac{0.1V}{60V} \approx 0 \quad (3.8)$$

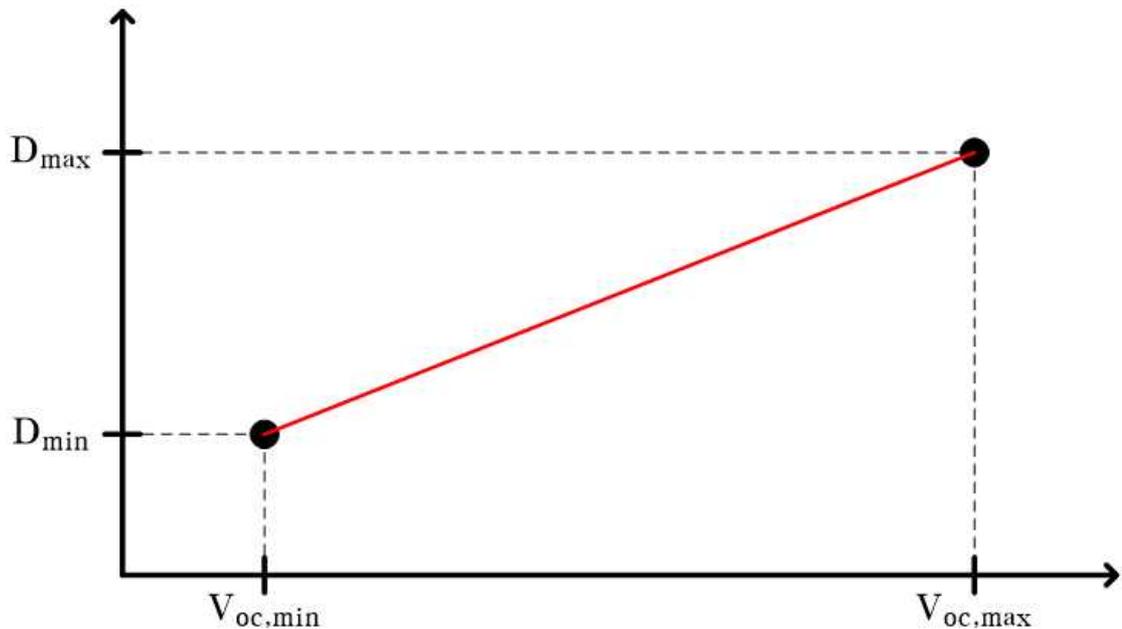


그림 3.5 개방전압에 따른 듀티 범위 설정.

Fig. 3.5 Setting duty ratio range according to open circuit voltage.

앞서 정한 듀티의 최소값과 최대값을 이용하여 인덕터값에 대하여 식 (3.9)와 (3.10)을 사용하며 이에 대하여 그림 3.6에 표시하였다.

$$L_{critical,max} = \frac{(1 - D_{min})R_{max}}{2f} = \frac{(1 - 0) \times 102}{2 \times 100 \times 10^3} = 510\mu H \quad (3.9)$$

$$L_{critical,min} = \frac{(1 - D_{max})R_{max}}{2f} = \frac{(1 - 0.85) \times 102}{2 \times 100 \times 10^3} = 76.5\mu H \quad (3.10)$$

인덕터의 최대값 보다 작게 설정하면 듀티값이 최소일 때, DCM이 발생하므로 인덕터의 최대값 보다 크게 설정해야하여 인덕터 값을 600 μ H로 설정하였다. 앞서 구한 값들과 설정한 값을 통해 전류의 리플값에 대해 식 (3.11)를 통하여 구할 수 있다.

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT = \frac{V_{in} - DV_{in}}{L} DT = \frac{V_{in} T}{L} (1 - D)D \quad (3.11)$$

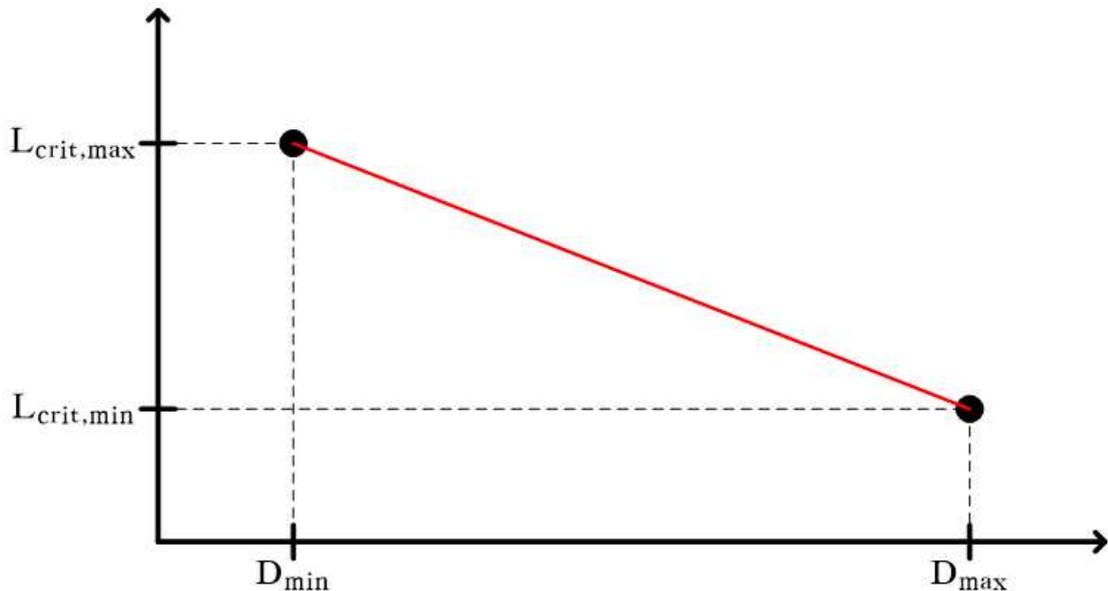


그림 3.6 듀티에 따른 인덕터값 범위 설정.

Fig. 3.6 Setting inductor value range according to duty ratio.

RATED RIPPLE CURRENT MULTIPLIERS

Frequency Multipliers

Cap.(μF) \ Freq.(Hz)	60	120	300	1k	10k~
~ 6.8	0.65	1.00	1.35	1.75	2.30
10 ~ 68	0.75	1.00	0.25	1.50	1.75
100 ~ 1000	0.80	1.00	1.15	1.30	1.40
2200 ~	0.85	1.00	1.03	1.05	1.08

RATINGS OF SHL Series

μF \ V_{DC}	6.3	10	16	25	35	50	63	100	
0.1						5×11 5.5	5×11 6.2	5×11 6.5	
0.22						5×11 8	5×11 9	5×11 11	
0.33						5×11 10	5×11 11	5×11 13	
0.47						5×11 15	5×11 16	5×11 17	
0.68						5×11 18	5×11 19	5×11 19	
1						5×11 22	5×11 24	5×11 24	
2.2						5×11 34	5×11 35	5×11 37	
3.3						5×11 41	5×11 43	5×11 44	
4.7					5×11 35	5×11 48	5×11 53	5×11 55	
6.8					5×11 46	5×11 59	5×11 63	5×11 64	
10			5×11 39	5×11 49	5×11 53	5×11 71	5×11 76	6.3×11 87	
22		5×11 52	5×11 68	5×11 73	5×11 80	5×11 106	5×11 113	6.3×11 130	
33	5×11 41	5×11 70	5×11 76	5×11 83	5×11 100	5×11 129	6.3×11 159	8×11.5 187	
47	5×11 59	5×11 88	5×11 98	5×11 126	5×11 138	6.3×11 177	6.3×11 190	10×12.5 259	
15000	16×35.5 3453	18×35.5 3826	← Case Size $\varnothing D \times L$ (mm)						
			← Rated Ripple Current (mA rms / 85 °C, 120Hz)						

Rated Voltage(V_{DC})	6.3	10	16	25	35	50	63	100	160~250	350~450
Tan δ	0.34	0.24	0.20	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.20	0.24

When the capacitance exceeds 1,000 μF , 0.02 shall be added every 1,000 μF increase.

(at 20°C, 120Hz)

그림 3.7 캐패시터의 데이터시트(Vendor: SAMYOUNG).

Fig. 3.7 Capacitor datasheet(Vendor: SAMYOUNG).

따라서 듀티가 최대인 경우 150mA이고 최소일 경우에는 0mA가 나오게 된다. 그러므로 전력단을 설계할 시 사용되는 입력전압, 출력전압 그리고 인덕터를 선정하였다. 위와 같은 값들을 이용하여 캐패시터가 버티는 최대 전압을 선정하는데, 51V의 최대 값을 기준으로 30% 여유도를 주면 66.3V가 계산된다. 하지만 상용화된 캐패시터의 전압을 고려한다면 60V 보다 높은 것은 100V이므로 이 전압규격을 사용한다. 이를 고른 다음 캐패시터값에 대해 선정하는데, 식 (3.12), (3.13)을 고려하여 선정한다.

$$C = \frac{1 - D_{\max}}{8L(\Delta V_{o,\max} / V_{o,\max})f^2} = \frac{1 - 0.85}{8(600 \times 10^{-6})(1.02/51)(100 \times 10^3)^2} = 156.25nF \quad (3.12)$$

$$C = \frac{1 - D_{\min}}{8L(\Delta V_{o,\min} / V_{o,\min})f^2} = \frac{1 - 0}{8(600 \times 10^{-6})(0.01/0.1)(100 \times 10^3)^2} = 208.33nF \quad (3.13)$$

이 식들을 통해 구한 값보다 크게 설정해야 될 뿐만 아니라, 최대허용 실효치 리플 전류를 고려하게 되는데 그림 3.7의 데이터시트에서 제공하는 표를 토대로 확인한다. 설계할 캐패시터의 실효치 리플 전류는 식 (3.14)와 같다. 또한 실제 캐패시터로 사용할 값에 대해서 여유도를 주고 설계할 시 47uF으로 선정하였고, 이를 계산하면 식 (3.15)와 같이 구할 수 있으며 충분히 커버 가능한 것을 확인할 수 있다.

$$\frac{\Delta i}{\sqrt{3}} = \frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} = 203.776mA_{rms} \quad (3.14)$$

$$259mA \times 1.75(100kHz \text{ 일 때}) = 453.25mA_{rms} \quad (3.15)$$

이러한 과정을 끝으로 시뮬레이션을 할 경우보다 캐패시터 ESR까지 포함하여 전력단을 구성하고, 소신호 모델링을 거쳐 제어기 설계할 때에도 더 정확한 결과값을 도출해 낼 수 있다. 따라서 캐패시터 ESR을 그림 3.7의 데이터시트를 토대로 계산한다. 앞서 선택한 캐패시터의 값은 47uF/100V로, 데이터시트를 참고하면 Tanδ는 0.09의 값을

가지며 유도식은 식 (3.16)과 같다. 이 값은 120Hz를 기반으로 하기에 100kHz로 변환 해주어야 하는데 식 (3.17), (3.18)와 같이 진행하며, 120Hz일 때의 ESR을 토대로 100kHz일 때의 ESR을 식 (3.19)으로 구할 수 있다.

$$\tan\delta = (2\pi \times 120) \times R_{ESR}C = 0.09 \quad (100V \text{인 경우}) \quad (3.16)$$

$$i^2(120Hz) \times ESR(120Hz) = i^2(100kHz) \times ESR(100kHz) \quad (3.17)$$

$$i(120Hz) = 259mA_{r_{ms}}, \quad i(100kHz) = 259 \times 1.75 = 453.25mA_{r_{ms}} \quad (3.18)$$

$$i^2(120Hz) \times ESR(120Hz) = i^2(100kHz) \times ESR(100kHz) \quad (3.19)$$

$$\text{여기서, } ESR(120Hz) = \frac{\tan\delta}{2\pi \times 120 \times C} = \frac{0.09}{2\pi \times 120 \times 47 \times 10^{-6}} = 2.5397\Omega$$

$$ESR(100kHz) = \frac{(259mA)^2 \times 2.5397\Omega}{(453.25mA)^2} = 0.8293\Omega$$

결과적으로, 설정한 입력값과 출력 전압 및 전류의 여유도를 고려하여 인덕터와 캐패시터를 설계하였다. 캐패시터의 ESR은 입력전압과 스위칭 주파수를 고려하여 데이

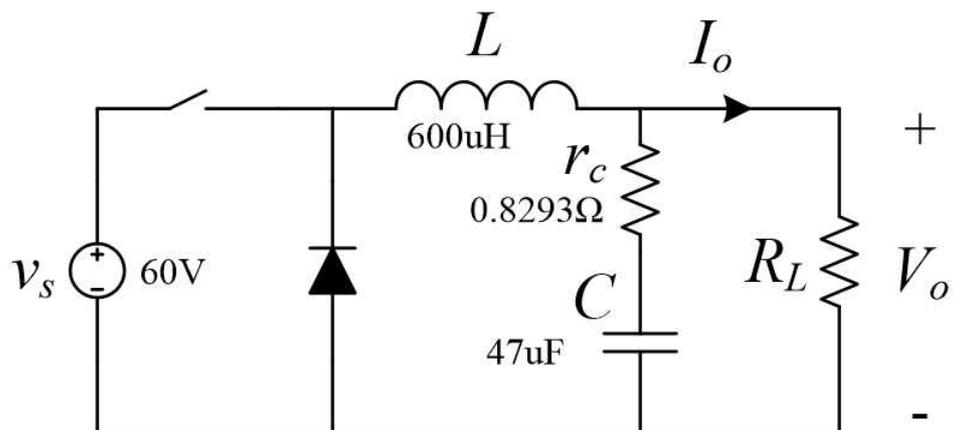


그림 3.8 벡 컨버터를 이용한 전력단 설계치

Fig. 3.8 Power stage using buck converter

터시트를 이용하여 계산하였으며, 인덕터의 경우 상용화된 제품이 아닌 Bobbin과 Core를 사용하여 직접 설계 및 제작하여 사용하기에, 인덕터의 ESR은 고려하지 않았다. 최종적으로 그림 3.8과 같이 전력단에 사용될 벅 컨버터의 설계를 하였다.

3.2.1 각 구역 소신호 모델링

벅 컨버터를 이용한 전력단 설계사양에 대해 표 3.1에 정리하였다. 전력단으로 구성된 벅 컨버터를 기준으로 소신호 모델링을 이용하였다.[19][20] PWM제어로 듀티를 이용한 각각의 제어로, 전류제어 소신호 전달함수(G_{id}), 전압제어 소신호 전달함수(G_{vd})는 식 (3.20) 와 (3.21) 과 같다.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{v_s}{R_L} \frac{sC(R_L + r_c) + 1}{s^2LC(1 + \frac{r_c}{R_L}) + s(Cr_c + \frac{L}{R_L}) + 1} \quad (3.20)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{v_s}{R_L} \frac{(sCr_c + 1)(R_L + r_c)}{s^2LC(1 + \frac{r_c}{R_L}) + s(Cr_c + \frac{L}{R_L}) + 1} \quad (3.21)$$

표 3.1 벅 컨버터 설계사양

Table. 3.1 Design of buck converter

Buck Converter	Parameter
Input Voltage	60V
Inductor	600uH
Capacitor	47uF
Capacitor ESR	0.8293Ω
Switching Frequency	100kHz

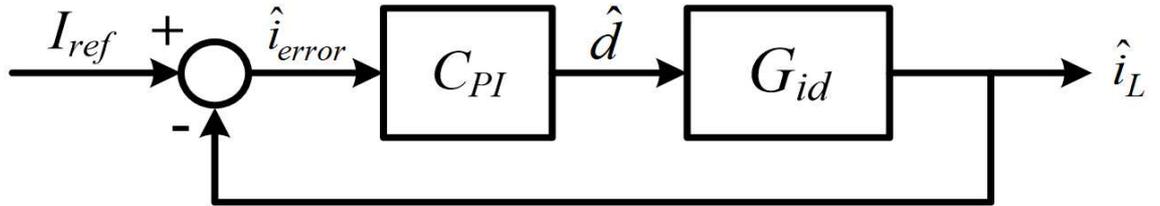
3.2.2 3-구역 제어기 설계

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

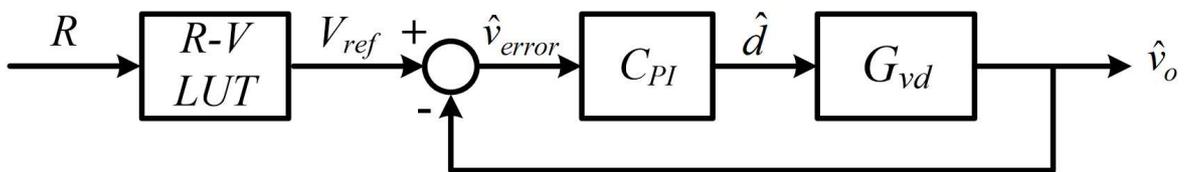
위와 같이 교차 주파수 20kHz로 제어기를 설계하여 제어 안정도를 확보할 경우 위상여유 확보가 어려운 구간이 있어, 아래와 같이 설계하였다.

전류 모드 제어기의 경우에는 PI 제어기를 사용하며, 위상여유 확보를 위해 약 7kHz로 교차주파수를 설정하였다. 전압 모드-1 제어기의 경우에는 PI 제어기나 PID 제어기를 교차 주파수 20kHz로 설계하여 사용할 시 성능에 비해 빠른 제어를 하여 제어 안정도가 불안정 하였다. 따라서 PI 제어기로 설계하되 교차 주파수를 6kHz 정도로 낮추어 사용하여 제어 안정도를 확보하였다. 전압 모드-2 제어기의 경우에는 교차 주파수가 20kHz인 PI 제어기를 사용하였을 때 제어 안정도가 불안정하여 PID 제어기를 사용하여 이를 확보하였다.

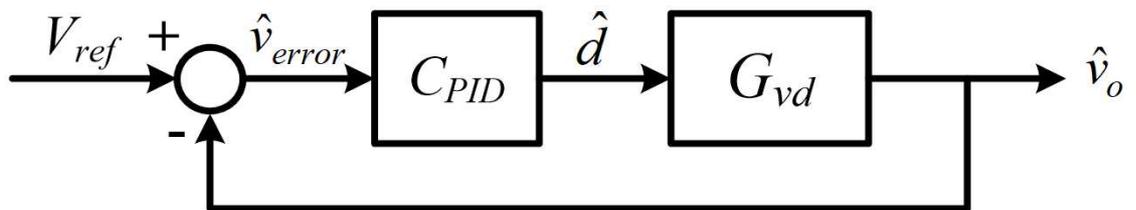
이러한 설계과정은 그림 3.9에서 각 구역의 제어 블록 다이어그램을 나타내었으며, 그림 3.10부터 3.12까지는 각 구역의 제어기의 보데선도와 설계한 제어기를 사용하였을 때의 루프 이득의 보데선도를 나타내었다. 또한 MATLAB을 통해 그림 3.2에 표시된 A부터 D까지의 지점, 즉 설계한 제어기를 사용하였을 때, 루프 이득의 보데선도와 위상여유 및 교차주파수를 그림 3.13부터 3.15까지 검증한 것을 나타내었다. 그리고 이를 표 3.2에 정리하였다.



(a) Current mode.



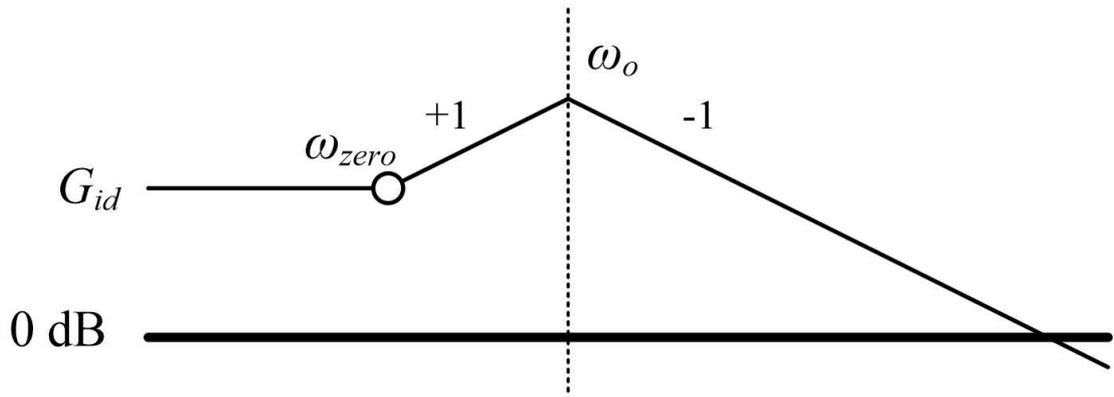
(b) Voltage mode-1.



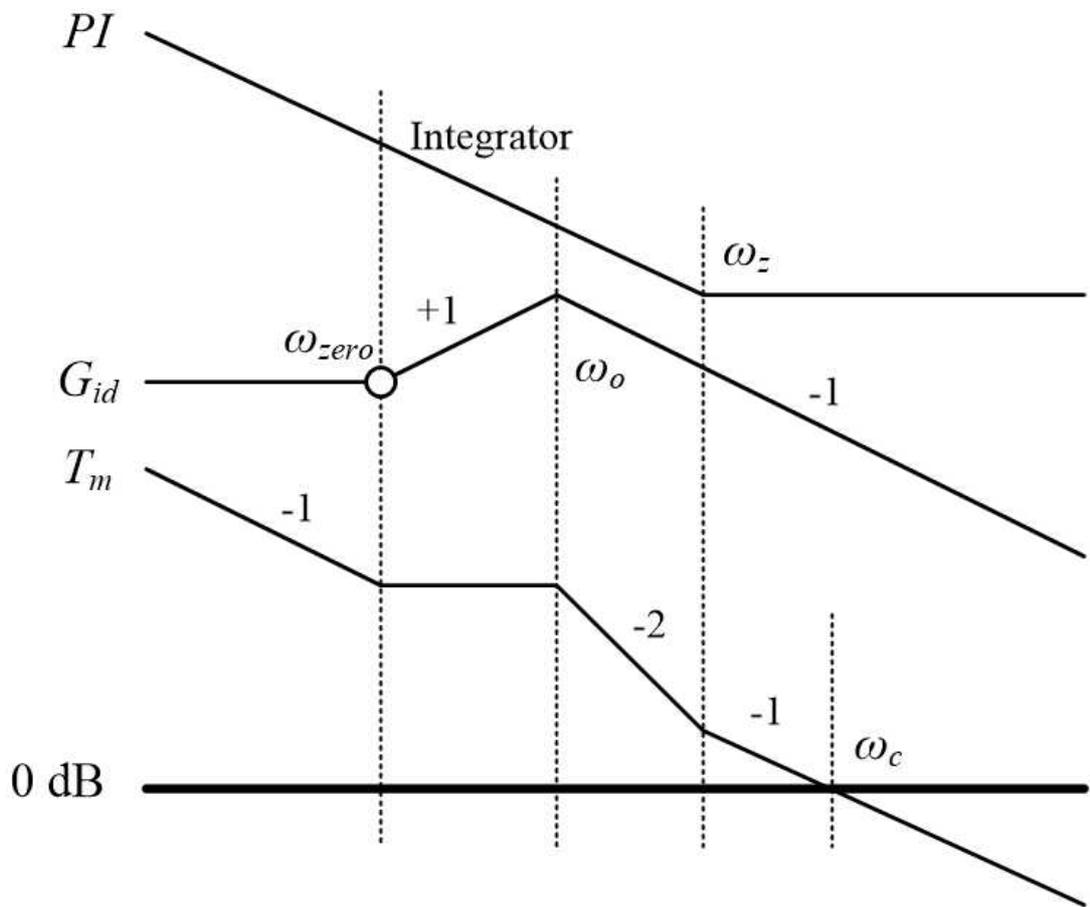
(c) Voltage mode-2.

그림 3.9 3-구역 제어 블록도.

Fig. 3.9 Block diagram of three-section control.



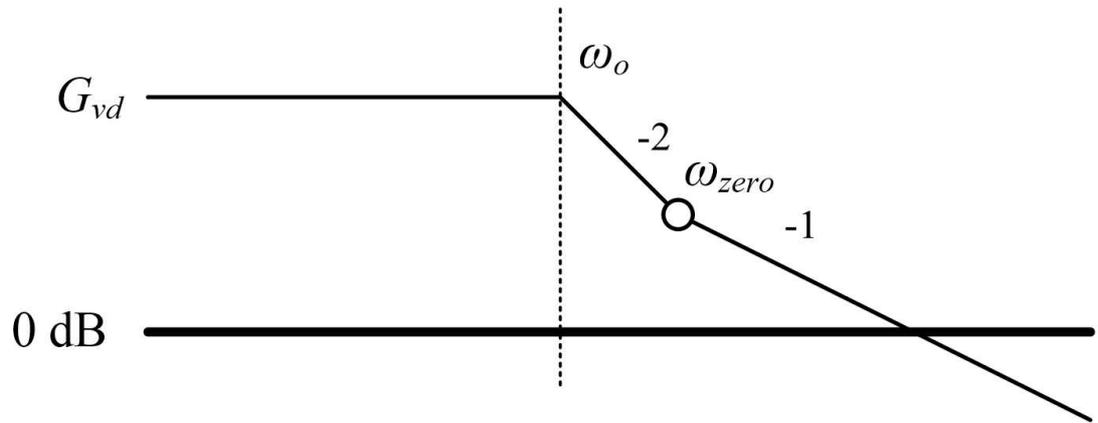
(a) Transfer function



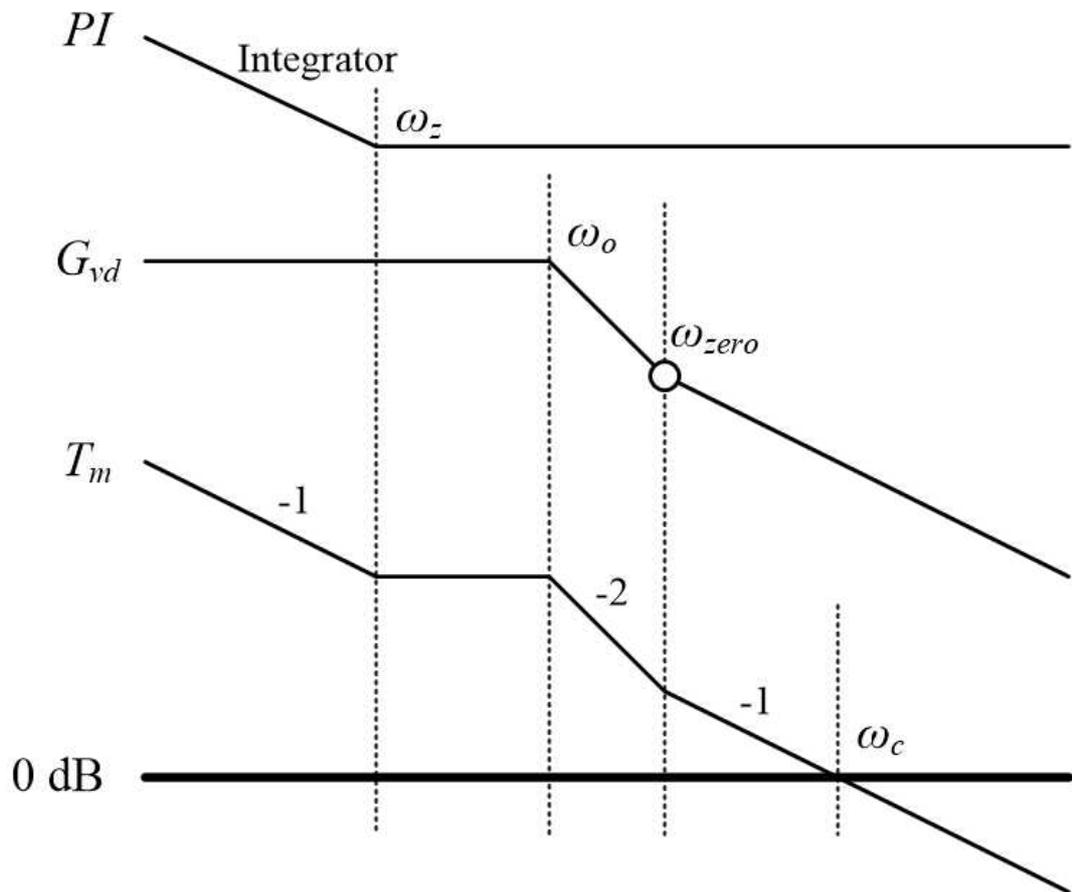
(b) Loop gain plot.

그림 3.10 전류 모드 제어기.

Fig. 3.10 Current mode controller.



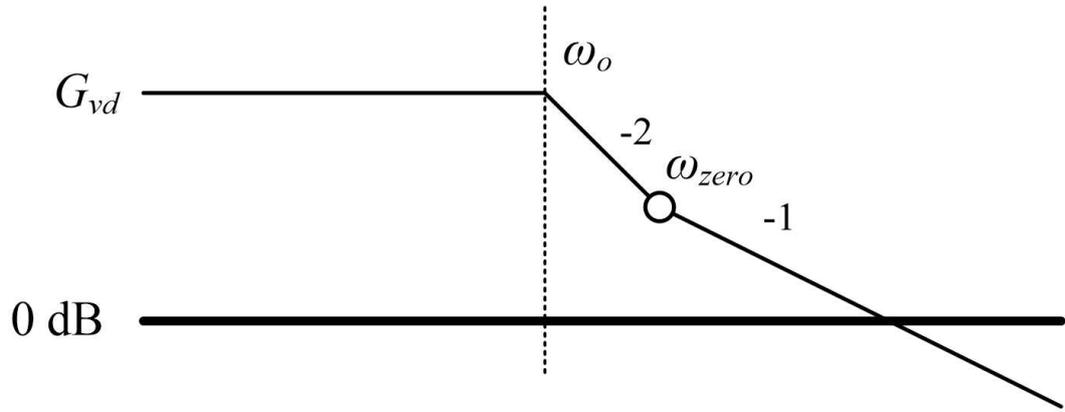
(a) Transfer function.



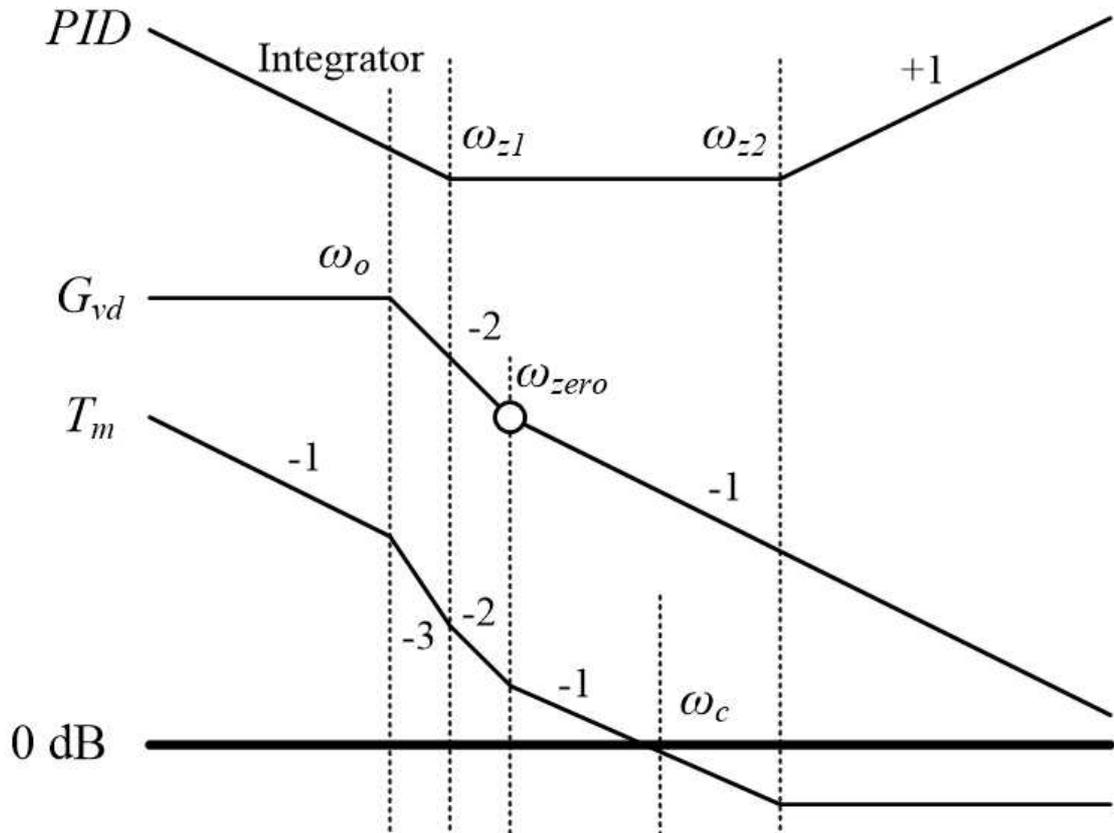
(b) Loop gain plot.

그림 3.11 전압 모드-1 제어기.

Fig. 3.11 Voltage mode-1 controller.



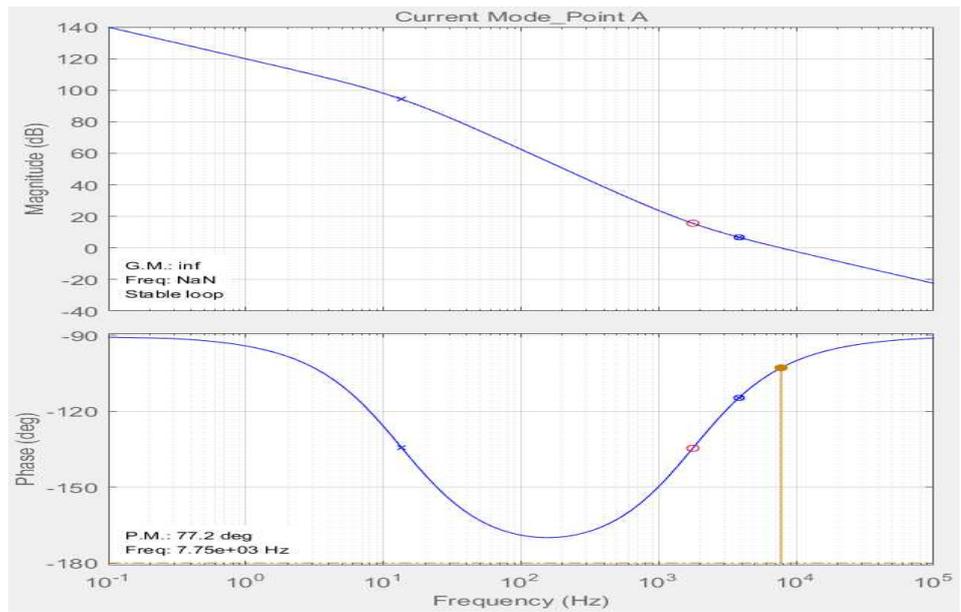
(a) Transfer function.



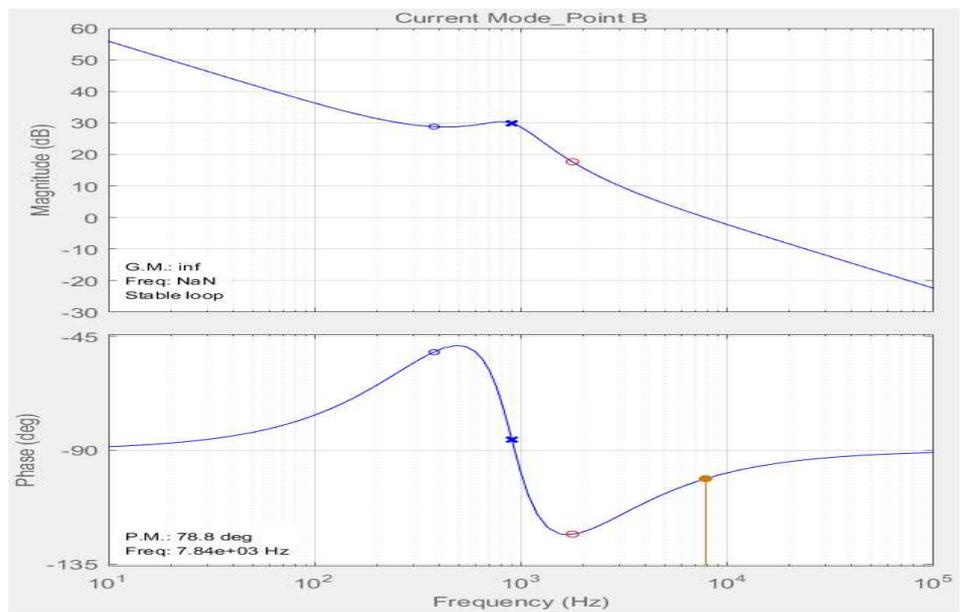
(b) Loop gain plot.

그림 3.12 전압 모드-2 제어기.

Fig. 3.12 Voltage mode-2 controller.



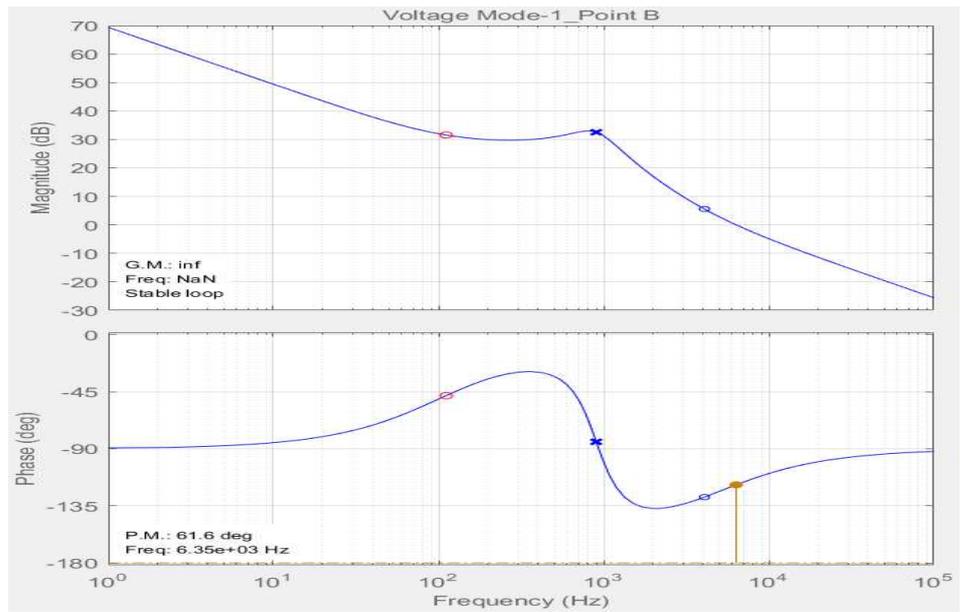
(a) Current mode at point A.



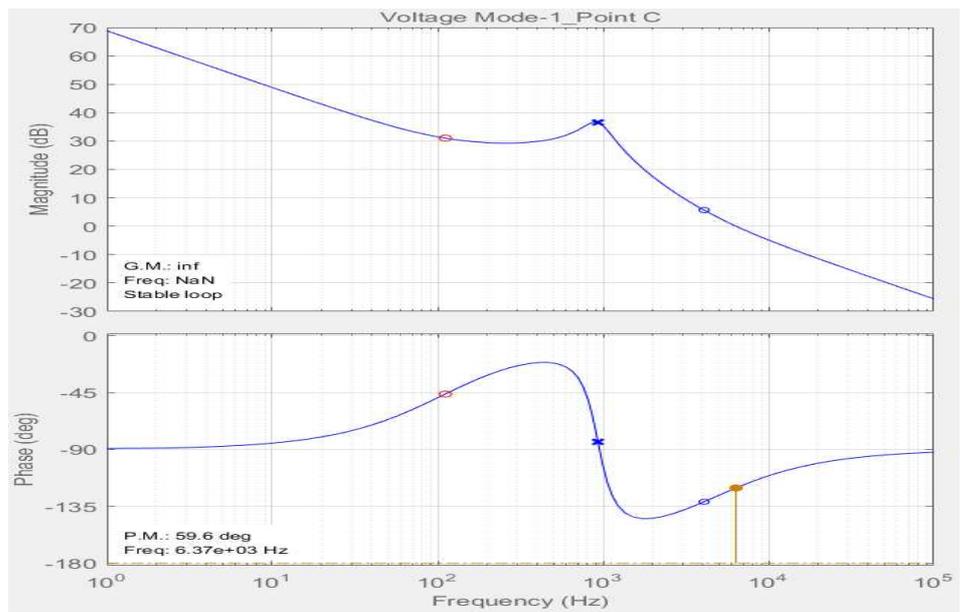
(b) Current mode at point B.

그림 3.13 루프 이득 선도 - 전류 모드.

Fig. 3.13 Loop gain plots in current mode.



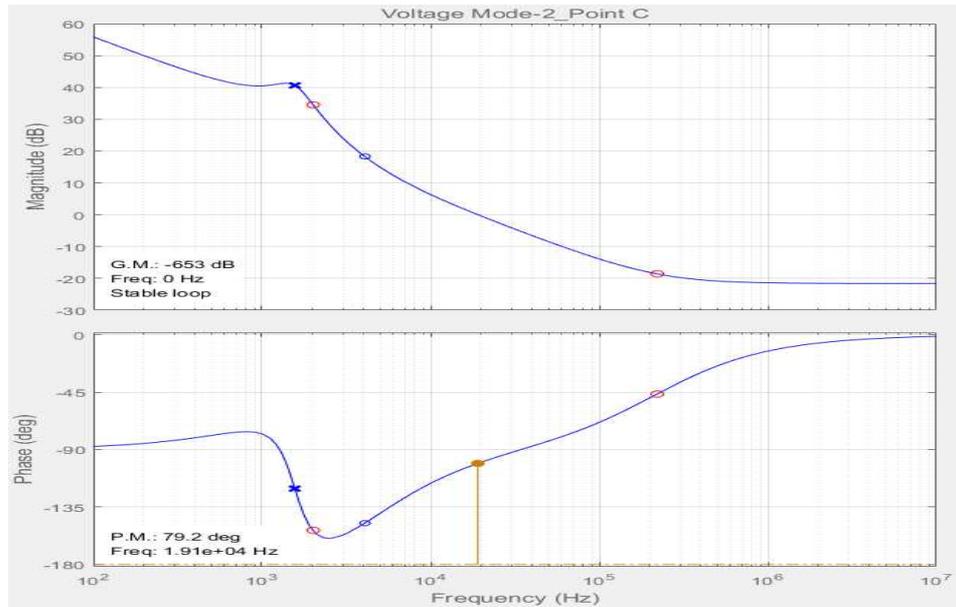
(a) Voltage mode-1 at point B.



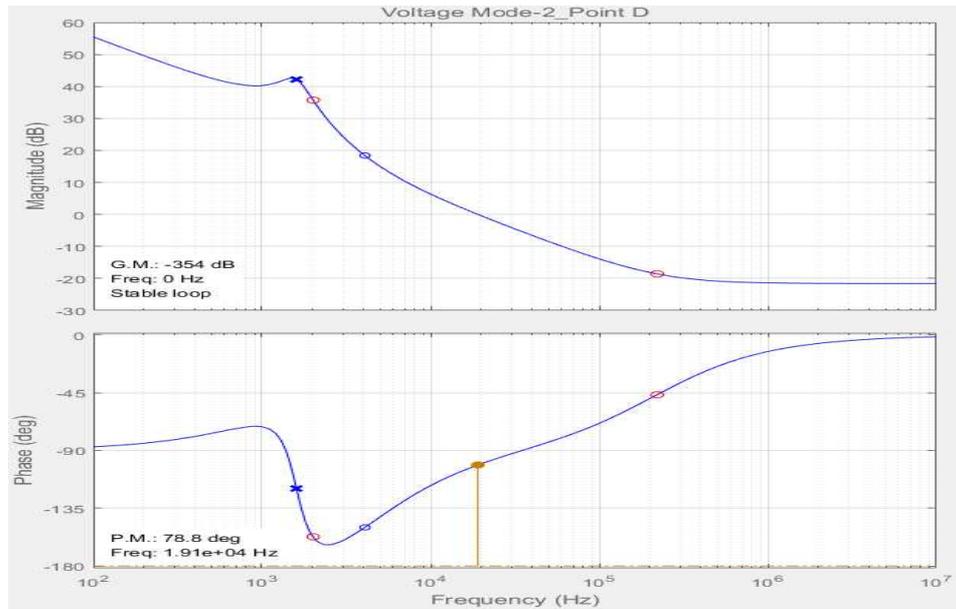
(b) Voltage mode-1 at point C.

그림 3.14 루프 이득 선도 - 전압 모드-1.

Fig. 3.14 Loop gain plots in voltage mode-1.



(a) Voltage mode-2 at point C.



(b) Voltage mode-2 at point D.

그림 3.15 루프 이득 선도 - 전압 모드-2.

Fig. 3.15 Loop gain plots in voltage mode-2.

표 3.2 제어 완성사양.

Table. 3.2 Control implementation.

Mode	Controller
Current Mode	$5293.7 \times \frac{(1 + 9 \times 10^{-5} s)}{s}$
Voltage Mode-1	$278.55 \times \frac{(1 + 1.4 \times 10^{-3} s)}{s}$
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	77.2°	7.75kHz
	B	78.8°	7.84kHz
Voltage Mode-1	B	61.6°	6.35kHz
	C	59.6°	6.37kHz
Voltage Mode-2	C	79.2°	19.1kHz
	D	78.8°	19.1kHz

4. 3-구역 제어기 검증

4.1 소프트웨어를 이용한 검증

제안한 하이브리드 제어를 사용한 태양광 발전 패널 모사장치를 성능 검증하기 위하여 표 2.1에서 높은 곡선인자를 가진 단결정 패널(SQ160-PC, KC65GT, BP-MSX120)을 기반으로 한 지령치와 시뮬레이션 한 전력단의 출력전압과 출력전류를 비교검증하였다. 테스트 조건은 온도는 25°C 이고 일사량은 각 $1000\text{W}/\text{m}^2$, $800\text{W}/\text{m}^2$, $600\text{W}/\text{m}^2$ 로 총 세 가지의 I-V 곡선을 기준으로 시뮬레이션 하였다.

모사장치는 그림 1.1에서 제시한 것과 동일하게 PSIM을 이용하여 그림 4.1과 같이 구현하였다. 전력단은 벽 컨버터를 사용하였으며, SAS엔진은 조건표를 이용하였고, PSIM에서 제공하는 C Block(Preprocessor)으로 세 가지 구역을 지정해주었다. 제안하는

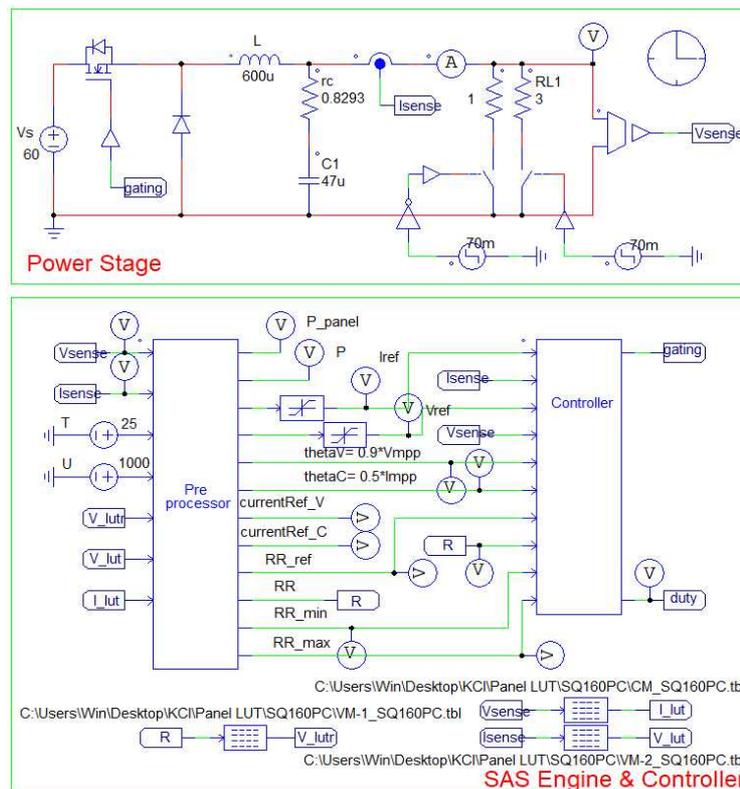


그림 4.1 PSIM을 이용한 태양광패널 모사장치.

Fig. 4.1 Solar array simulator using PSIM.

하이브리드 제어기 경우, DLL(Controller)을 이용하여 구성하였다. 최종적으로 제안하는 태양광패널 모사장치의 원리는 부하저항의 값에 따라 출력전압-출력전류값이 추출되고 그 값이 모사하는 패널 I-V 특성곡선의 값으로 나타낸다.

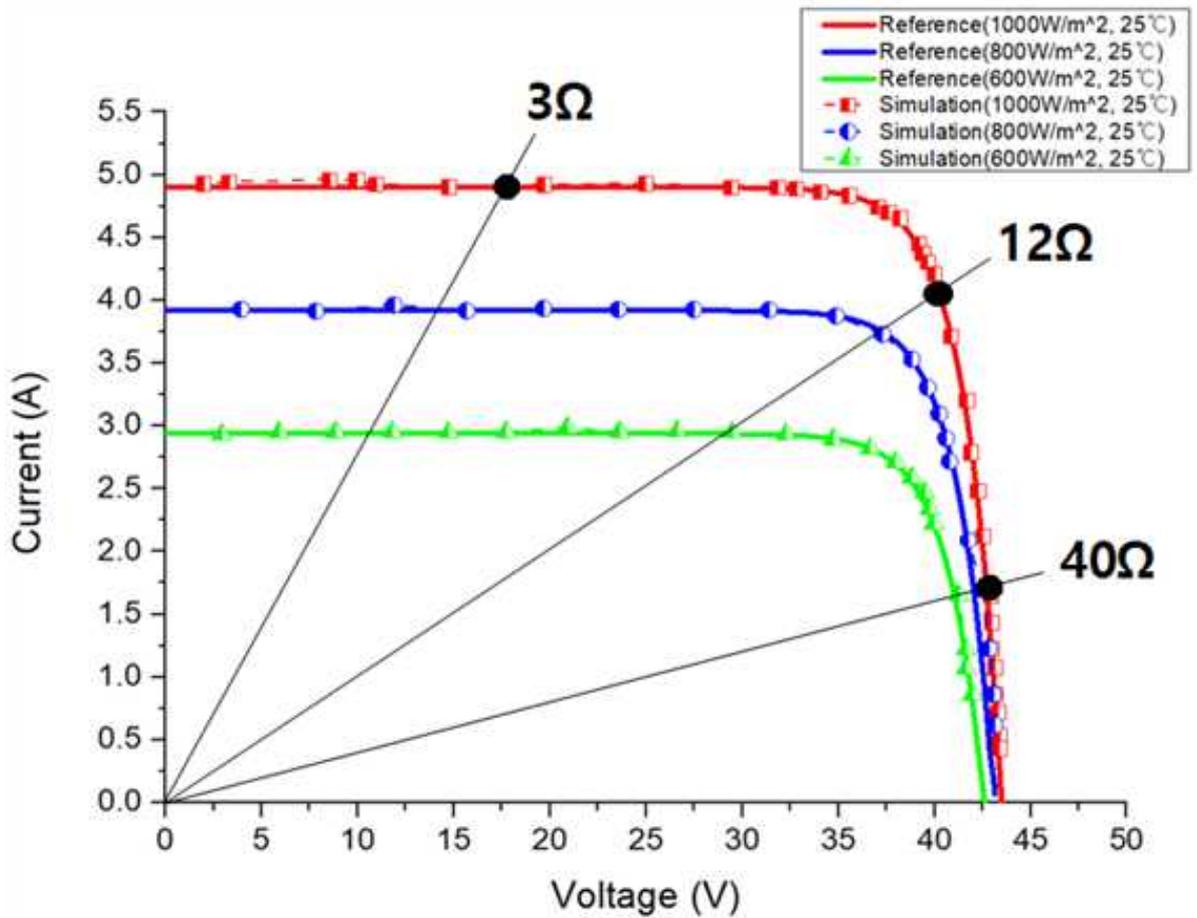
시뮬레이션 결과로는 그림 4.2와 같이, 세 가지의 일사량 변화에 따른 I-V 곡선을 나타낸 것으로, 실선의 I-V곡선은 패널의 지령치를 나타내고 점과 점선으로 표시된 것은 시뮬레이션 출력값이다.

그림 4.3(a),(b)의 경우에는 그림 4.2(a)에서 표시한 세 가지의 부하저항값의 변화에 따라 다른 제어기로 전환 될 때의 상태를 확인한 실험이다. 이 실험은 지령치 생성 및 모사장치의 출력전압-전류값, 저항값의 변화를 나타낸 것으로, 빨강선은 지령치, 파랑선은 출력값을 나타낸다. 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.

그림 4.3(c),(d)는 그림 4.3(a),(b)에서 점선으로 표시한 A와 B 부분에 대해 확대한 것으로, 모드가 변환하는 과정에 대한 응답속도를 확인한 결과로 전압-전류 모두 오버슈트가 작으며 제어에 대한 안정도를 확인하였다. 이러한 그림 4.2와 4.3을 통해 태양광발전 패널 모사 장치에 대하여 세 가지의 제어기를 이용한 하이브리드 제어기에 대한 검증으로 높은 곡선인자를 가진 상용화된 패널을 모사할 수 있는 것을 검증하였다.

그림 4.4(a)의 경우, 모사장치 뒷단에 전력조절기를 붙여 사용할 경우 동작 상태에 대해 검증하였다. 전력조절기는 P&O 알고리즘을 사용하였으며, 스위칭 주파수는 50kHz, 샘플링 주파수는 5kHz로 설정하였다. 그리고 그림 4.5(b)(c)(d)의 경우는 그림 4.2(a)에 표시한 동작점에 대해 시뮬레이션 하였다. 연두색으로 표시한 파형이 P&O 알고리즘을 사용한 전력조절기의 파형으로, 전압과 전류 모두 제어하는 것을 확인할 수 있다. 두 제어기의 충돌을 방지하는 방법으로, 스위칭 주파수 및 샘플링 주파수가 모

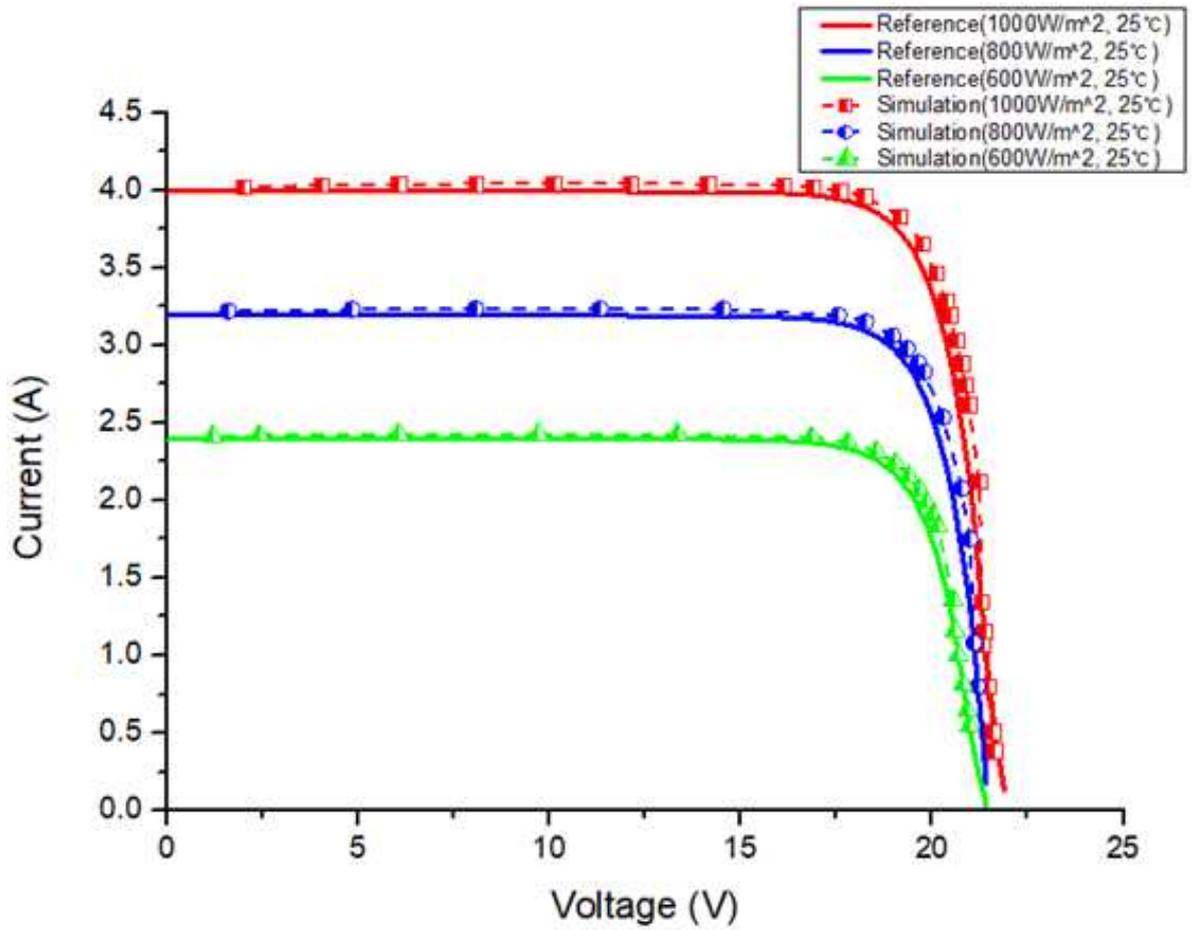
사장치가 더 빠르게 제어하며, 모사장치의 경우에는 출력값에 대해 직접적인 제어를 하고 입력이 모사장치의 출력 파워인 전력조절기의 경우 듀티를 증감하는 간접적인 제어를 하기 때문에 제어에 관하여 문제가 발생하지 않았다.



(a) SQ160PC.

그림 4.2 3-구역 제어를 이용한 모사장치 출력 I-V 특성곡선.

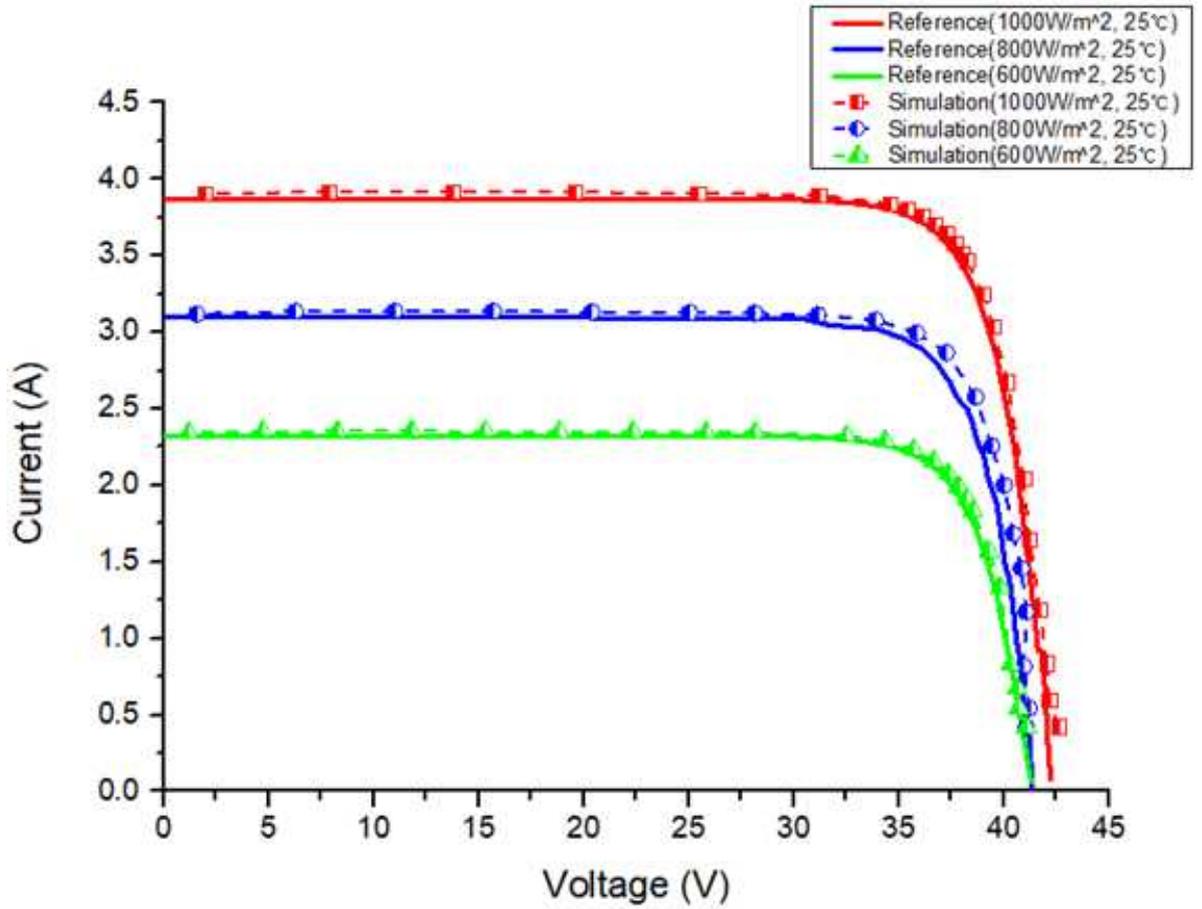
Fig. 4.2 SAS Output curve using three-section control.



(b) KC65GT.

그림 4.2 3-구역 제어를 이용한 모사장치 출력 I-V 특성곡선.

Fig. 4.2 SAS Output curve using three-section control.



(c) BP-MSX120.

그림 4.2 3-구역 제어를 이용한 모사장치 출력 I-V 특성곡선.

Fig. 4.2 SAS Output curve using three-section control.

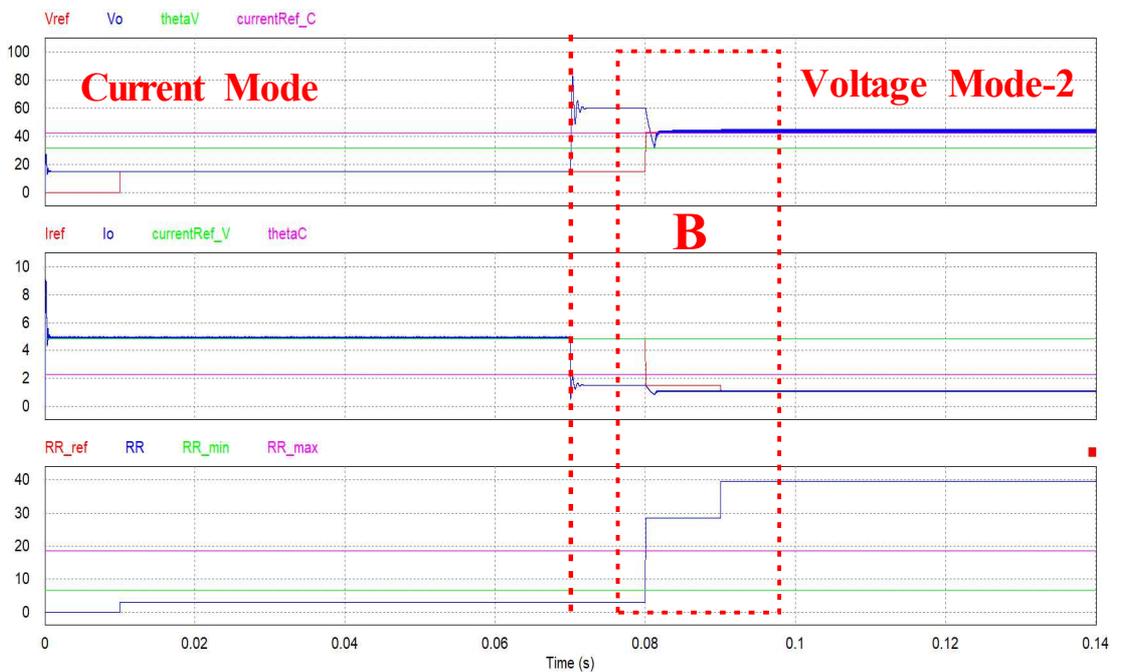
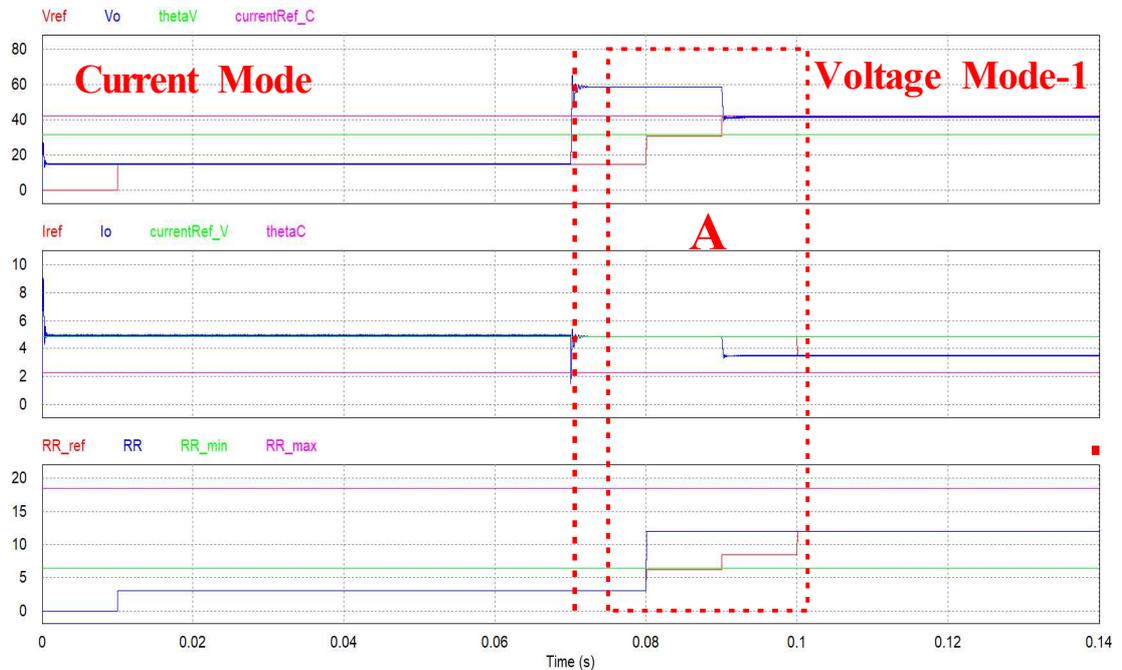
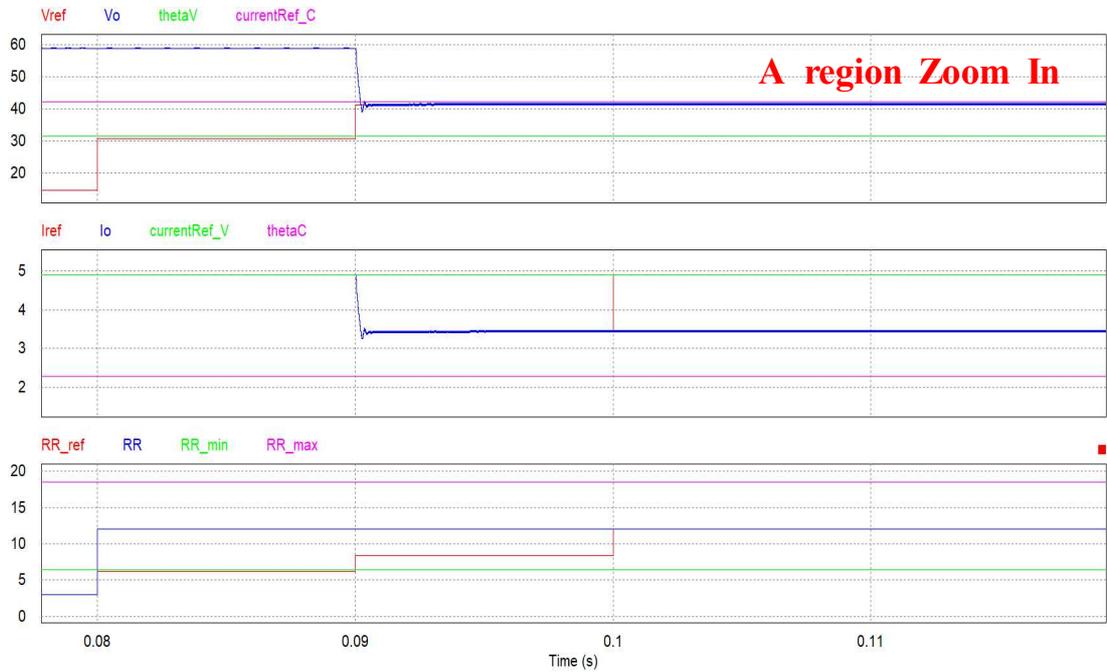
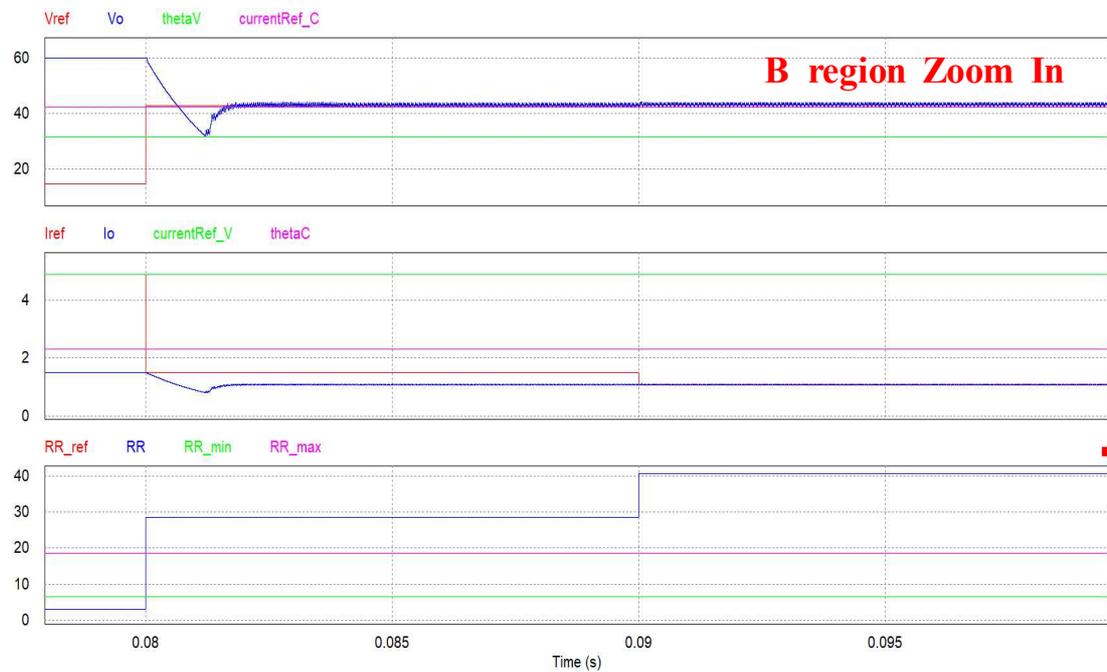


그림 4.3 각 동작모드 시뮬레이션 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.3 Simulation result for operation modes when Irradiation=1000W/m²,
Temperature=25°C.



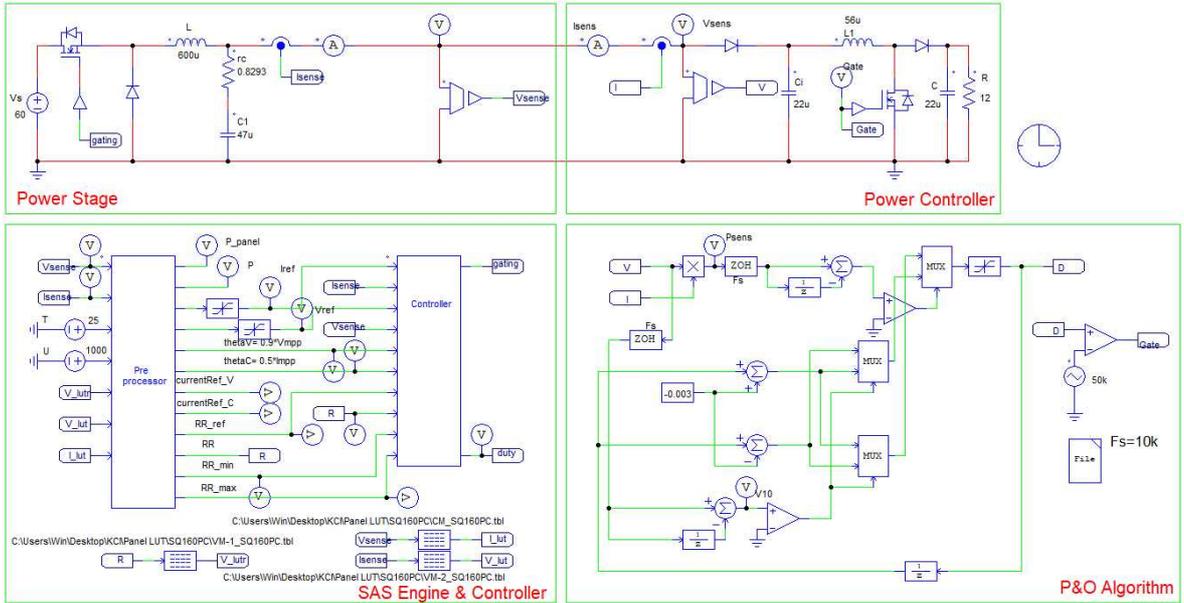
(c) 'A' Region zoom in.



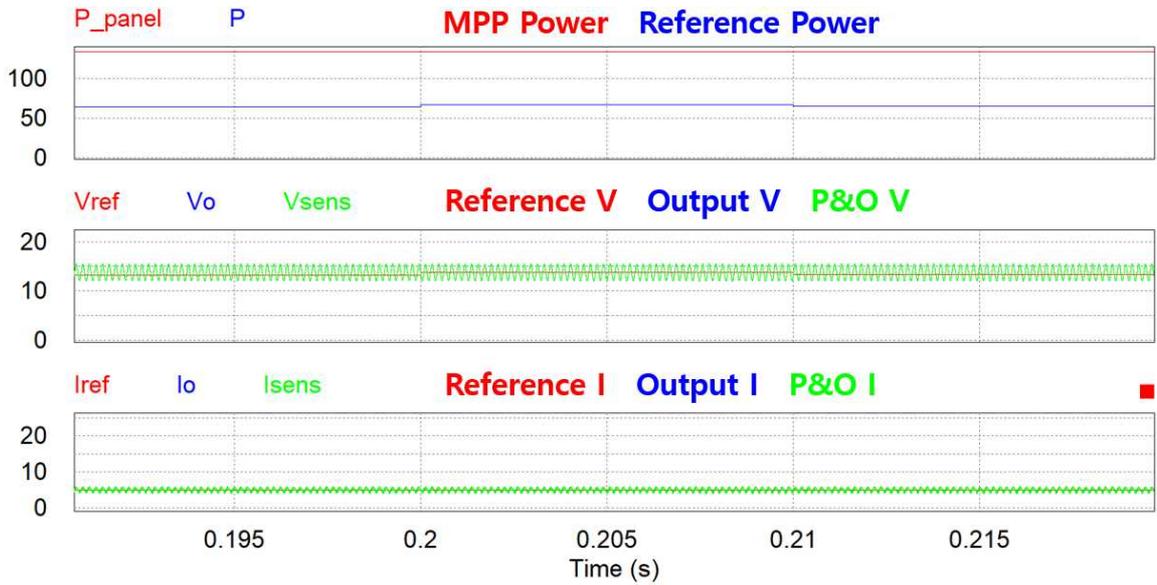
(d) 'B' Region zoom in.

그림 4.3 각 동작모드 시뮬레이션 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.3 Simulation result for operation modes when Irradiation=1000W/m²,
Temperature=25°C.



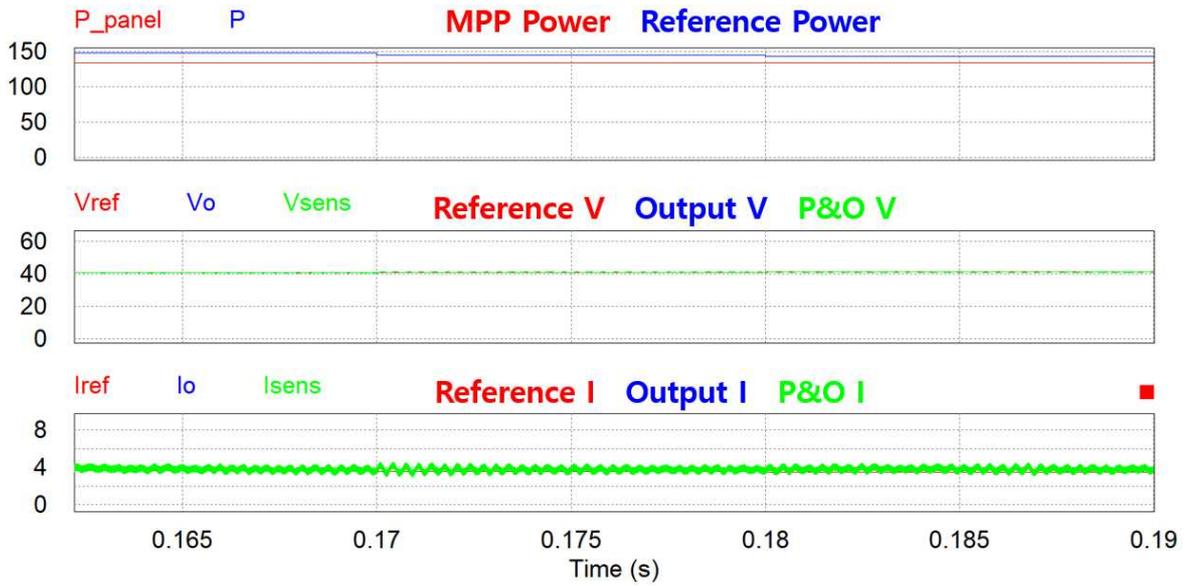
(a) Power controller using P&O algorithm.



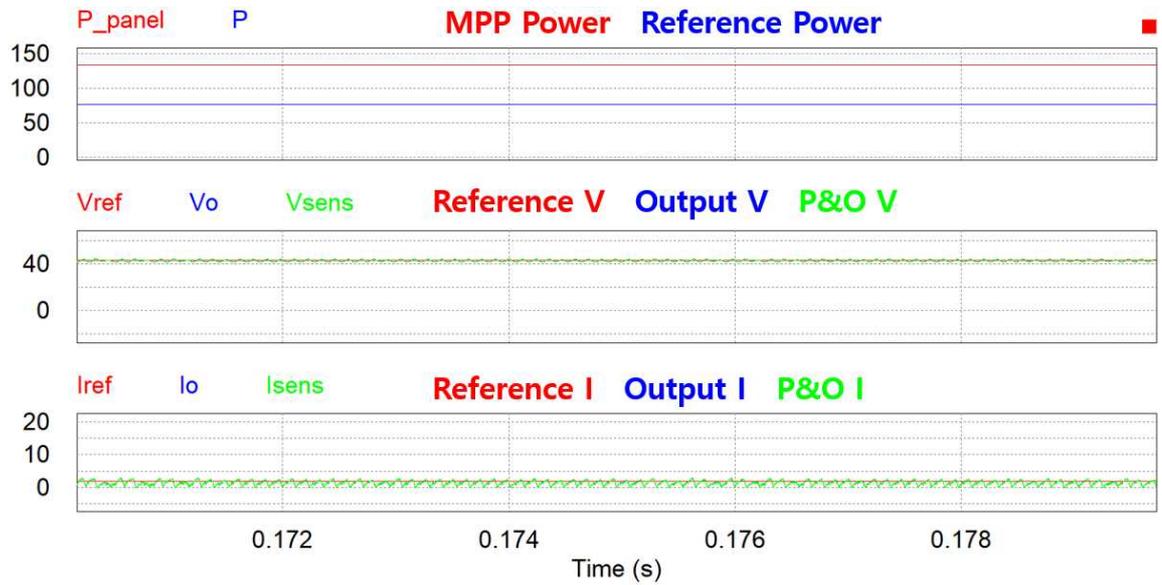
(b) Current mode operation when $R_L = 3\Omega$.

그림 4.4 태양광패널 모사장치와 전력조절기.

Fig. 4.4 Solar array simulator with power controller.



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



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

그림 4.4 태양광패널 모사장치와 전력조절기.

Fig. 4.4 Solar array simulator with power controller.

4.2 하드웨어를 이용한 검증

소프트웨어인 PSIM으로 성능검증을 확인한 뒤, 실제 하드웨어를 구성하여 실험 검증하였다. 그림 4.5는 그림 4.1에서 구성한 것을 하드웨어로 구현하였다. 전력단에 사용된 MOSFET과 다이오드는 실제 하드웨어 구동 시 발생하는 최대치를 대비하여 여유도를 30%로 설정하였고 인덕터의 경우 실제 제작한 것으로, 표 4.1에서 사용한 소자에 대해 나열하였다. 입력전압 및 전류가 60V, 5A이므로, MOSFET에 사용한 FQP24N08의

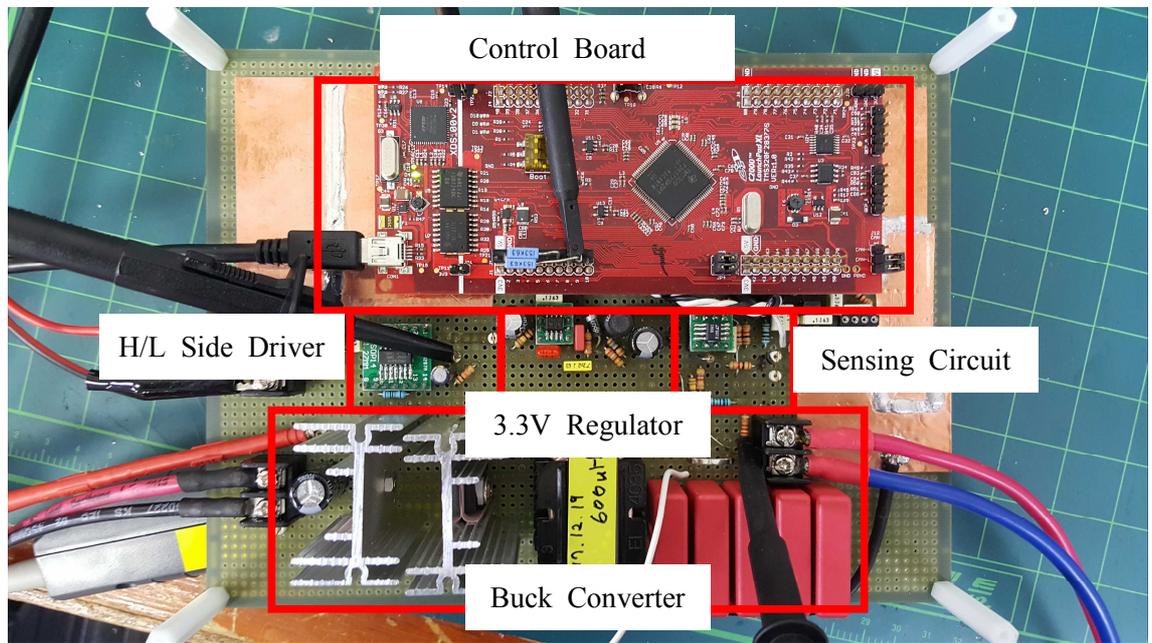


그림 4.5 TMS320F28377S를 이용한 태양광패널 모사장치.

Fig. 4.5 Solar Array Simulator using TMS320F28377S.

표 4.1 하드웨어 소자 선정.

Table. 4.1 Parameters used in hardware.

Component	Model	Inductor	Component
MOSFET	FQP24N08	Bobbin	EI4035
Diode	FYPF2010DN	Copper Loss	1.6862W
H/L Side Driver	IRS21864	Core Loss	3.417mW
Sensing Circuit	LT1366	Air Gap	50um

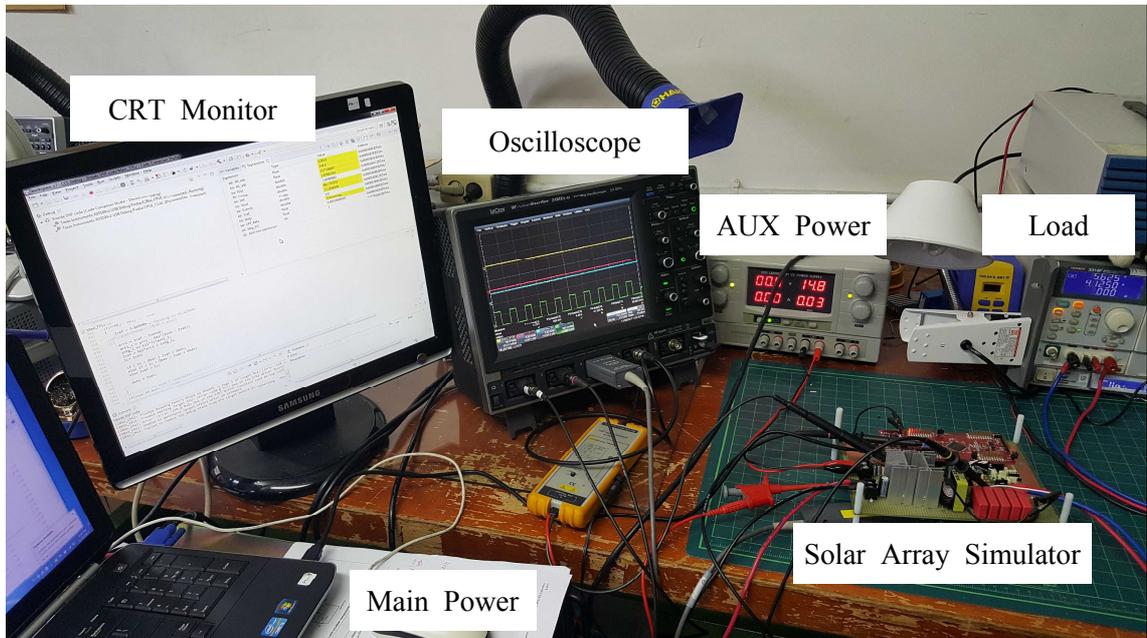
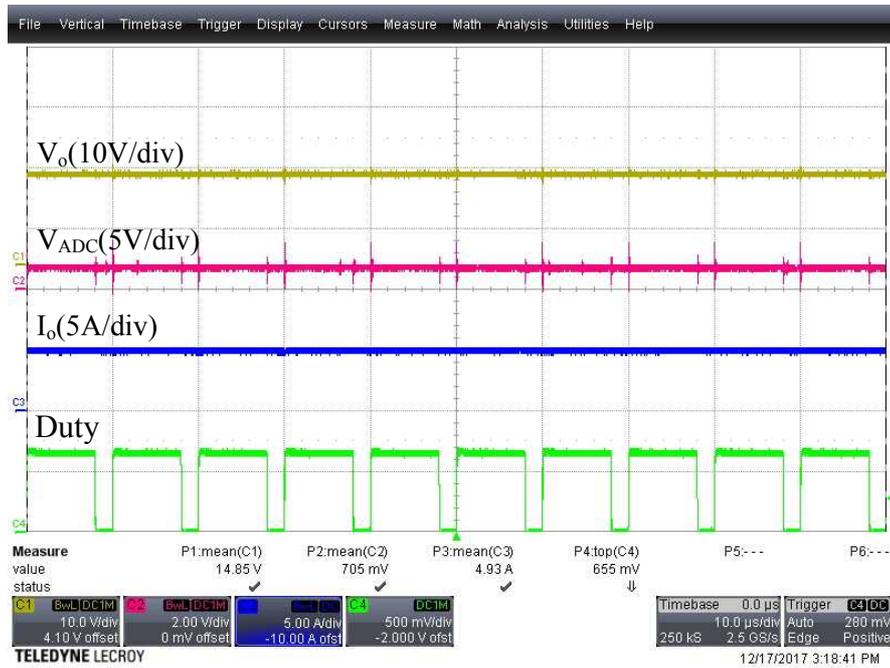


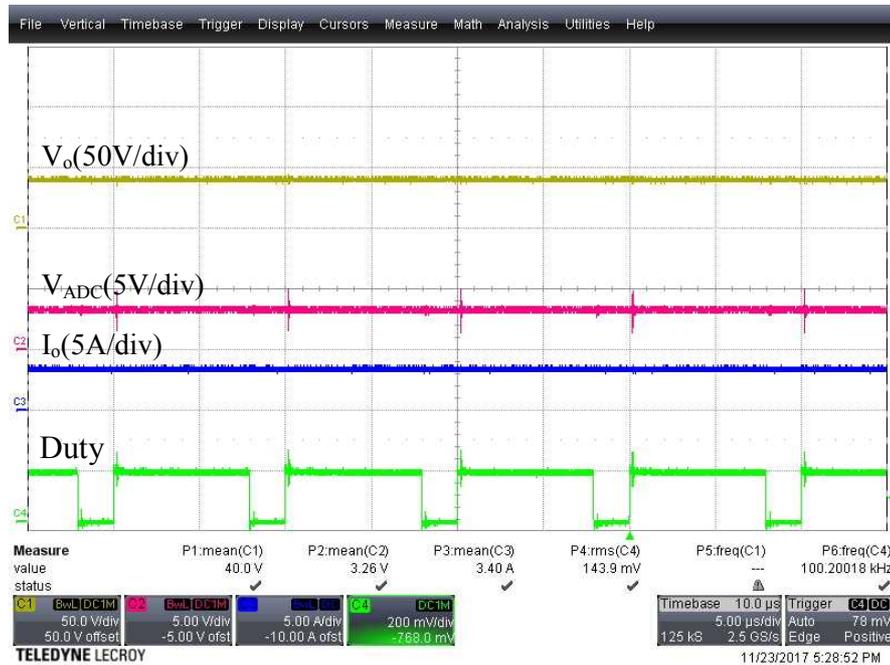
그림 4.6 태양광패널 모사장치 실험 구성도.

Fig. 4.6 Experiment Setup.

경우 V_{DS} (Drain-Source Voltage)가 80V, I_D (Drain Current)가 24A인 소자를 선정하였고, 다이오드의 경우에는 V_R (Reverse Voltage)이 100V, I_F (Rectifier Current)가 20A인 소자를 선정하였다. 그리고 전처리 및 3-구역 제어기는 DSP 인 TMS320F28377S를 이용하였다. 그림 4.5와 같이 태양광패널 모사장치를 구성하고 그림 4.6과 같이 실험 장치를 구성하였다. 모니터를 사용하여 DSP의 입력되는 전압과 전류의 ADC값과 H/L Side Driver로 출력될 PWM을 실시간으로 확인하였다. 이를 토대로 그림 4.7은 패널은 BP-MSX120으로 설정하여 세 동작점인 전류 모드($R_L = 3\Omega$), 전압 모드-1($R_L = 12\Omega$) 그리고 전압 모드-2($R_L = 40\Omega$)일 때, 즉 각 모드의 동작점에 대해 실험한 결과이다. 또한 소프트웨어를 통한 검증 때와 동일하게, 그림 4.8은 동작 모드가 변경 될 경우를 확인한 실험이다. 부하저항이 실험과 같이 변경될 때($R_L = 3\Omega \rightarrow 12\Omega$, $R_L = 3\Omega \rightarrow 40\Omega$, $R_L = 12\Omega \rightarrow 40\Omega$) 즉, 전류 모드에서 전압 모드-1, 전류 모드에서 전압 모드-2 그리고 전압 모드-1에서 전압 모드-2로 변경 되는 것을 확인하였으며, 변경될 때의 응답속도를 확인하였다. 부하저항(R_L)을 변경하여 실험하기 위해 2대의 부하저항기를 병렬로 연결하여 실험하였다.

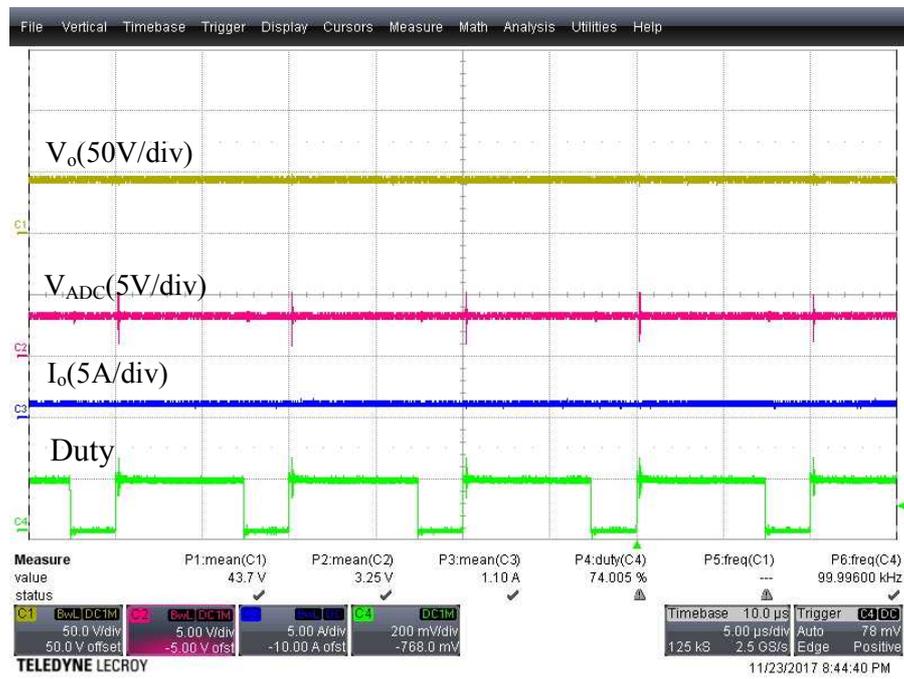


(a) Current mode operation when $R_L = 3\Omega$.



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

그림 4.7 각 동작모드 실험 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).
Fig. 4.7 Experiment result for operation modes when Irradiation=1000W/m²,
Temperature=25°C.

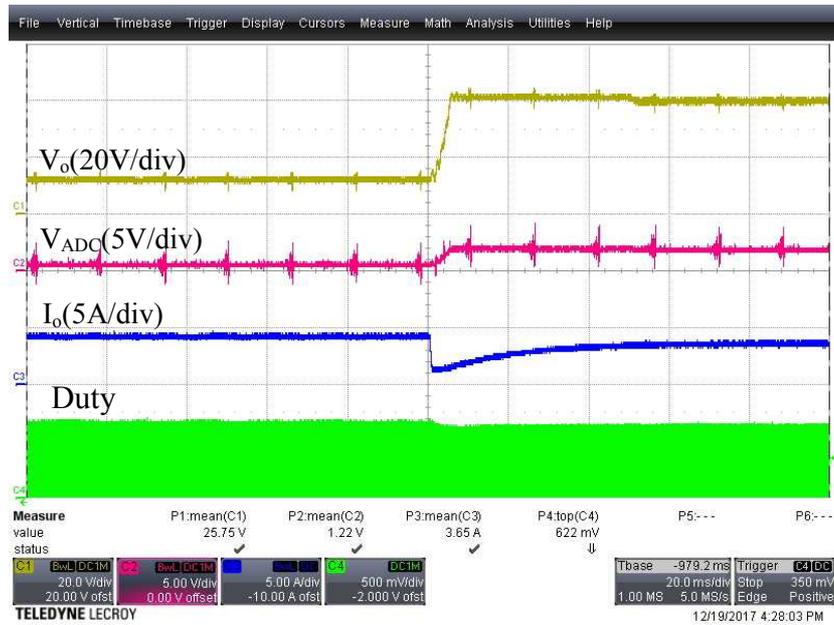


(c) Voltage mode-2 operation when $R_L = 40\Omega$.

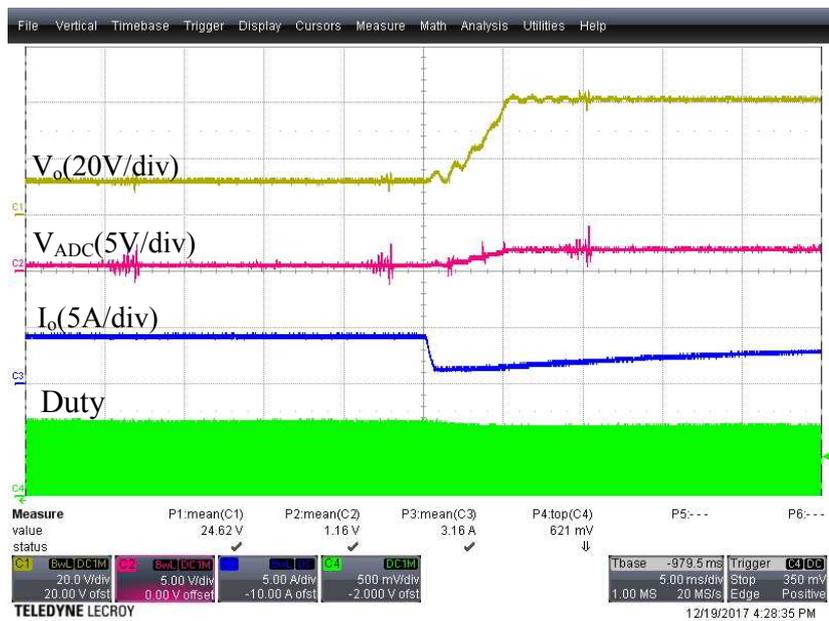
그림 4.7 각 동작모드 실험 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.7 Experiment result for operation modes when Irradiation=1000W/m²,

Temperature=25°C.



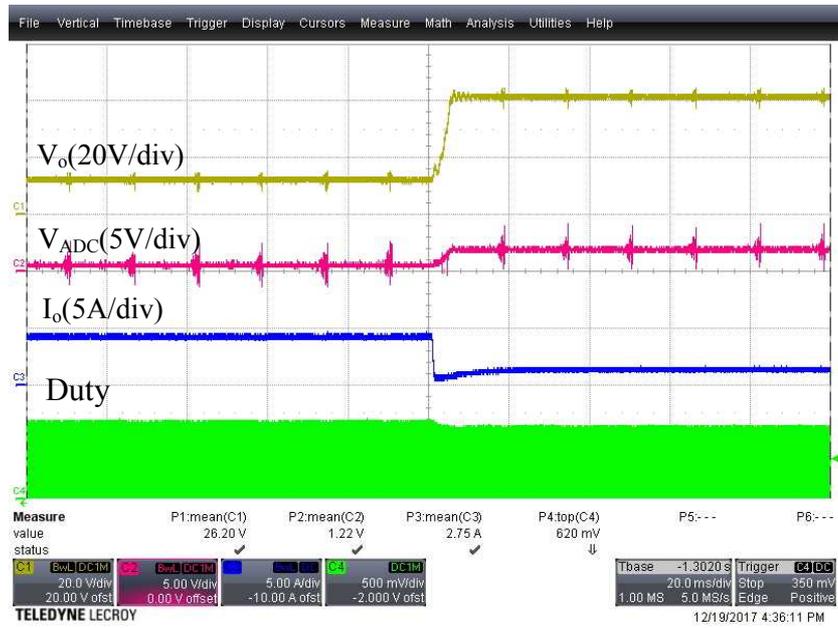
(a) Operation mode change from current mode to voltage mode-1, $R_L = 3\Omega \rightarrow 12\Omega$.



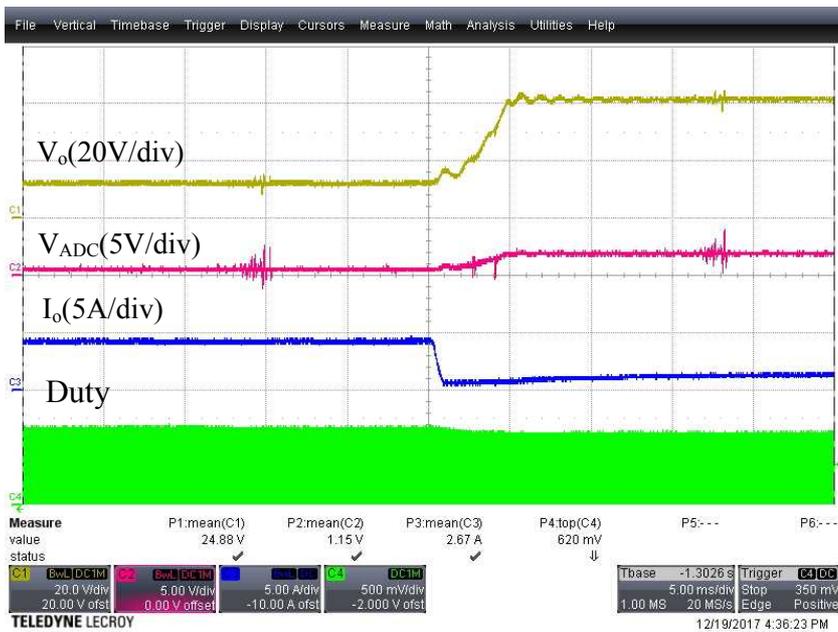
(b) Operation mode change from current mode to voltage mode-1, $R_L = 3\Omega \rightarrow 12\Omega$ when transient time zoom in.

그림 4.8 동작모드 변경 실험 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.8 Experiment Result for Operation Modes Change when Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C.



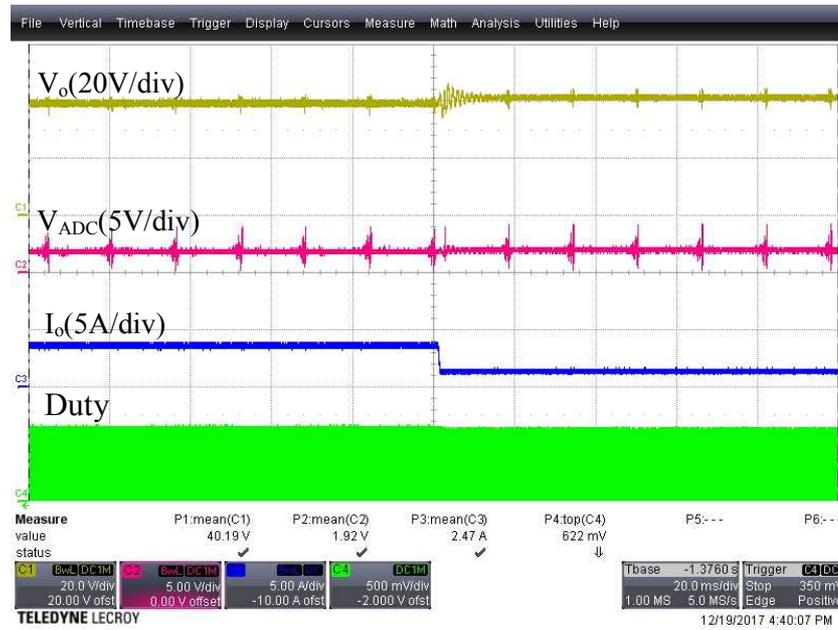
(c) Operation mode change from current mode to voltage mode-2, $R_L = 3\Omega \rightarrow 40\Omega$.



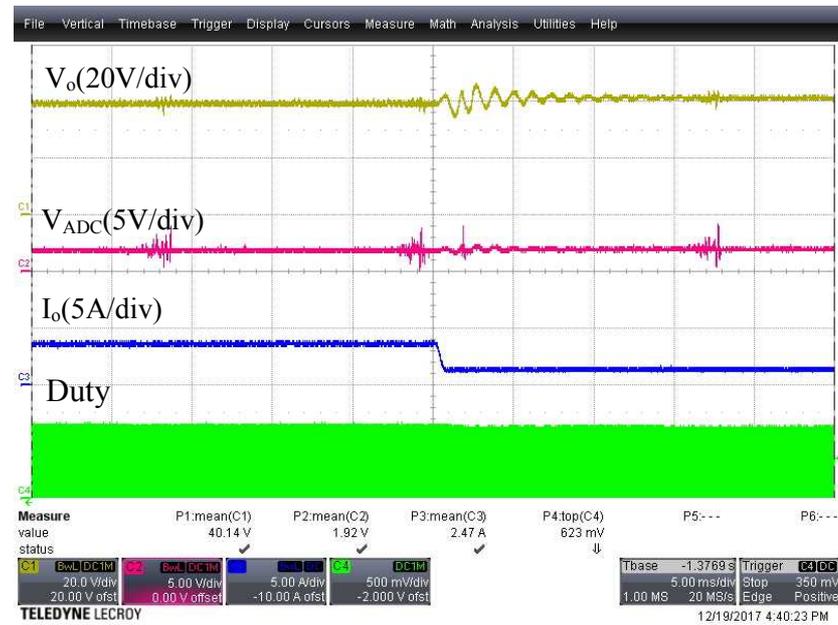
(d) Operation mode change from current mode to voltage mode-2, $R_L = 3\Omega \rightarrow 40\Omega$ when transient time zoom in.

그림 4.8 동작모드 변경 실험 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.8 Experiment Result for Operation Modes Change when Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C.



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



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

그림 4.8 동작모드 변경 실험 결과(Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C).

Fig. 4.8 Experiment Result for Operation Modes Change when Irradiation=1000W/m², Temperature=25°C.

5. 결 론

기존의 제어방법인 전류 방법 제어기를 사용한 제어방법과 전압 방법 제어기를 사용한 제어방법은 높은 곡선인자를 가진 태양광패널에 대해 모사하는데 제어 문제가 발생한 것을 확인하였다. 따라서 3-구역 제어기를 통해 이러한 문제점을 극복한다.

이 제어기법은 3구역으로 나누는데, 출력전압값을 이용하여 전류 지령치를 생성하는 전류 모드 제어기, 출력전압과 전류값을 이용하여 측정되는 저항값을 이용하여 전압 지령치를 생성하는 전압 모드-1 제어기 그리고 출력전류값을 이용하여 전압 지령치를 생성하는 전압 모드-2 제어기, 총 3개의 제어기를 통해 제어하는 방법이다. 이러한 방법으로 각 구역에 대해 제어 안정도 측면에서 향상된 결과를 얻을 수 있다.

각 구역의 제어기를 설계하기 위해, 소신호 모델링을 통하여 소신호 전달함수를 구하고, 이를 이용하여 각 구역의 제어기를 설계하였다. 이를 성능 확인을 위해서 각 구역의 경계점 중심으로 제어에 대한 안정성에 대해, 루프 이득 보데선도를 통해 위상여유와 교점 주파수를 확인하였다.

또한 PSIM을 이용하여 앞서 설계한 전력단과 제어기를 기반으로, 태양광 패널 모사장치를 구현하고 현재 상용화된 높은 곡선인자를 가진 3개의 태양광 패널(SQ160-PC, KC65GT, BP-MSX120)의 지령치와 시뮬레이션 출력값을 비교 검증하여 제어 안정도 및 응답속도를 확인하였다. 또한 모사장치 뒷단에 전력조절기를 추가하여 시뮬레이션하여 연동 제어 또한 확인하였다. 이러한 태양광패널 모사장치를 실제 하드웨어로 구현하여 실험을 통해 동작을 확인하였다.

본 논문에서 구현한 태양광패널 모사장치를 구성할 시 높은 곡선인자의 패널도 모사할 수 있어, 다양한 패널에 대해 대응이 가능한 것을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May, 2009.
- [2] D. Abbes, G. Champenois, A. Martinez and B. Robyns, "Modeling and simulation of a photovoltaic system: An advanced synthetic study," *3rd International Conference on Systems and Control*, Algiers, pp. 93-98, 2013.
- [3] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV Panel Model Based on Datasheet Values," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2392-2396, 2007.
- [4] 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, Sept, 2012.
- [5] Jun-Young Park and Sung-Jin 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, Dec, 2015.
- [6] Shlomo Gadelovits, Moshe Sitbon and Alon 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, Oct, 2014.
- [7] B.Chitti Babu and Suresh Gurjar, "A Novel Simplified Two-Diode Model of Photovoltaic(PV) Module," *IEEE Journal of Photovoltaics* vol. 4, no. 4, July, 2014.

- [8] Ahmed Koran, Kenichiro Sano, Rae-Young Kim and Jih-Sheng Lai, "Design of a Photovoltaic Simulator With a Nobel Reference Signal Generator and Two-Stage LC Output Filter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, May, 2010.
- [9] S. Gupta, H. Tiwari, M. Fozdar and V. Chandna, "Development of a Two Diode Model for Photovoltaic Modules Suitable for Use in Simulation Studies," Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, pp. 1-4, 2012.
- [10] Jeong-Man Han, Byung-Hwan Jeong, Jae-Seok Gho, Gyu-Ha Choe, "Analysis of PWM Converter for V-I Output Characteristics of Solar Cell." Journal of Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 62-67. 2003.
- [11] J-H.Yoo, J-M.Han, T.G.Ryu, J.S.Gho, G.H.Choe, Y.M.Chae, "Analysis of Series and/or Parallel Converter for V-I Output Characteristics of Solar Cell." ICPE (ISPE), 639-643, 2001.
- [12] Villalva, Marcelo & Filho, Ernesto. "Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array." Controle & Automação - Brazilian Journal of Control and Automation, vol. 19, pp. 463-474, 2008.
- [13] 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, pp. 40-46, 2012.
- [14] Ö. Özden, Y. Duru, S. Zengin and M. Boztepe, "Design and implementation of programmable PV simulator," International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), pp. 1-5, 2016.

- [15] Altas, İsmail & Sharaf, A.M, "A Photovoltaic Array Simulation Model for Matlab-Simulink GUI Environment." International Conference on Clean Electrical Power(ICCEP), pp. 341 - 345, 2007.
- [16] G. Escobar, M. J. Lopez-Sanchez, I. E. Llenez, E. E. Ordonez and M. Hernandez-Gomez, "A combined controller for a PV simulator," International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP), pp. 65-70, 2014.
- [17] Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng and D. Liu, "A Hybrid Control Strategy for Photovoltaic Simulator," 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 899-903, 2009.
- [18] P. Venkataraman, *Applied Optimization with MATLAB Programming, 2nd ed.*, WILEY, 2009.
- [19] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 18-34, 1976.
- [20] Byung Cho Choi, *Pulsewidth Modulated DC-to-DC Power Conversion Circuit, Dynamics, and Control Designs*, WILEY, 2013.

Design and Analysis of Hybrid Control Method for Solar Array Simulator

Young-Tae Seo
School of Electrical Engineering,
The Graduate School,
University of Ulsan
Supervised by Prof. Sung-Jin Choi

ABSTRACT

A Solar Array Simulator (SAS) consists of an engine for generating a setpoint according to panel characteristics, a power stage for providing the actual output, and an its controller controls it. Especially, 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, the panel simulating function can not be performed properly. Current mode control and voltage mode control are usually used for the conventional control method.

However, since both control methods deteriorate the control performance near the maximum power point, a hybrid control method using two or more controllers has been studied. In this paper, we analyze the hybrid control method using three controllers divided into different areas. Based on the small signal modeling of each controller, the design equation of the controller is derived and the performances of the solar array simulator such as stability and response speed can be verified with simulation and experiment.

연구논문 실적

국내 학술지 논문 (KCI)

- [1] 서영태, 웰라와타 투시타, 최성진, “태양광패널 모사장치를 위한 하이브리드 제어기의 설계 및 분석,” 전력전자학술지 [투고 및 수정중]

국제 학술대회 논문

- [1] Y. T. Seo, J. Y. Park and S. J. Choi, "A Rapid I-V Curve Generation for PV Model-based Solar Array Simulators," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1-5, 2016.
- [2] Y. T. Seo, Thusitha Wellawatta and S. J. Choi, “Design of PV Model-based Solar Array Simulator Engine using Optimization Method,” 12th The International Forum on Strategic Technology (IFOST), 2017.
- [3] Thusitha Wellawatta, Y. T. Seo and S. J. Choi, "A Regulated Incremental Conductance (r-INC) MPPT Algorithm for Photovoltaic System," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017.

국내 학술대회 논문

- [1] 서영태, 박준영, 최성진, "공액구배법을 이용한 태양광 발전 패널 모의 장치용 엔진 개발," 2016 전력전자학술대회 논문집, pp. 183-184, 07, 2016.
- [2] 서영태, 웰라와타 투시타, 최성진, "PV-모델 기반 태양광 발전 패널 모사 장치의 하이브리드 제어기법," 2017 전력전자학술대회 논문집, pp. 134-135, 07, 2017.
- [3] Thusitha Wellawatta, Y. T. Seo and S. J. Choi, "A Novel Partial Shading Detection Algorithm Utilizing Power Level Monitoring," 2017 전력전자학술대회 논문집, pp. 136-137, 07, 2017.

수상 실적

상훈명	캡스톤디자인 경진대회
수여기관	울산대학교 전기공학부
수상일자	2015. 12. 03.
수상내용	최우수상
역할	팀원
설명	울산대 전기공학부에서 개최한 학부 4학년 졸업작품 경진대회 작품명: Plug Free 무선 거울조명

상훈명	전력전자 하계학술대회
수여기관	전력전자학회
수상일자	2016. 07. 06
수상내용	LG전자 우수논문상
역할	주저자
설명	제목: 공액구배법을 이용한 태양광 발전 패널 모의 장치용 엔진 개발 2016년도 전력전자 하계학술대회에서 선정한 우수 학술논문상

감사의 글

엔지니어와 교육자로서 모범이 되었으며 학업을 독려해주시고 지도해주신 저의 구세주 최성진 교수님과 울산대학교의 전력전자전공의 이흥희 교수님과 전태원 교수님께 감사를 드립니다.

특별히 바쁜 중에도 논문이나 대학원 생활에 대해 저에게 많은 도움과 격려를 아끼지 않고 주신 박준영 행님에게 감사를 드립니다. 또한 현지석, 강동혁, 김동현, 이충렬 행님에게 감사합니다. 그리고 연구실의 정재호, 임휘열, 와타, 하 모두 감사합니다.

여러 친지 분들 그리고 항상 저를 응원해주고 지켜봐주신 아버지 서기조(徐起祚), 어머니 김말란(金末蘭), 친동생 서영호(徐榮昊) 에게 이 논문을 바칩니다. 이 논문을 포함하여 지금까지 제가 이룬 모든 것이 그들의 도움 없이는 이룰 수 없었을 것입니다.

마지막으로 살아 계셨다면 제 논문을 가장 축하해 주셨을 할머니, 할아버지 그리고 항상 감싸주시는 외할머니께 감사드립니다.

2017 년 11 월

서 영 태