



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

2021年 2月

博士學位 論文

태양광발전 양방향 배터리 충방전
DC-DC 컨버터에 관한 연구

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

曹興鉉

태양광발전 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구

A Study on the Bidirectional Battery Charging and Discharging
DC-DC Converter for Photovoltaic Systems

2021年 2月 25日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

曹興鉉

태양광발전 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구

指導教授 金 南 勳

이 論文을 工學博士 學位 申請論文으로 提出함


2020年 10月


朝鮮大學校 大學院


電氣工學科


曹 興 鉉


曹興鉉의 博士學位 論文을 認准함

委員長 朝鮮大學校 教授 曹錦培 

委員 朝鮮大學校 教授 崔然玉 

委員 松源大學校 教授 金源培 

委員 全南科學大學校 教授 金大坤 

委員 朝鮮大學校 教授 金南勳 

2020年 12月

朝鮮大學校 大學院

목 차

ABSTRACT

I. 서 론	1
A. 연구의 필요성	1
B. 연구 내용	3
II. 이론적 배경	5
A. 태양광 발전시스템	5
1. 태양광 발전시스템 구성	5
2. 태양전지의 원리 및 전기적 특성	7
3. MPPT 제어	15
B. DC-DC Converter	20
1. 기본 개념	20
2. 벡-컨버터	23
3. 부스트-컨버터	26
4. 벡-부스트 컨버터	29
III. 충방전 DC/DC 컨버터	32
A. DC-DC Converter 설계	32
1. Buck-Boost Converter	32
2. 배터리 충전 DC-DC Converter	42
3. 배터리 방전 DC-DC Converter	46
IV. 시뮬레이션	49

1. PV 모델링과 MPPT 제어	49
2. 배터리 충전 DC-DC Converter	58
3. 배터리 충·방전 DC-DC Converter	61
V. 실험 및 결과고찰	66
A. 실험 장치 및 환경	66
B. 실험 과정	80
C. 결과고찰	87
VI. 결 론	89

참 고 문 헌

List of Tables

Table 4-1. Charging DC-DC Parameters	58
Table 5-1. Charging DC-DC Converter Parameters	68
Table 5-2. Charge-Discharge DC-DC Converter Parameters	74

List of Figures

Fig. 2-1. Basic Configuration of Photovoltaic System	5
Fig. 2-2. Structure of Solar Cell	7
Fig. 2-3. Equivalent Circuit of Photovoltaic Cell	8
Fig. 2-4. Ideal Equivalent Circuit of Photovoltaic Cell	10
Fig. 2-5. I-V Curve of Photovoltaic Cell	11
Fig. 2-6. Effect of Series Resistance on I-V Curve	13
Fig. 2-7. Effect of Shunt Resistance on I-V Curve	13
Fig. 2-8. I-V Curve with Various Radiation	14
Fig. 2-9. I-V Curve with Various Temperature	14
Fig. 2-10. Sign of the dP/dV at Different Position on the Power Characteristics	15
Fig. 2-11. Flowchart of PO Method	16
Fig. 2-12. Constant Voltage Control Method	17
Fig. 2-13. Flowchart of CV Method	18
Fig. 2-14. Flowchart of IC Method	19
Fig. 2-15. The Concept of DC-DC Converter	20
Fig. 2-16. A Brief form of DC-DC Converter	22
Fig. 2-17. Primary Circuit of Buck Converter	23
Fig. 2-18. Equivalent Circuit of the Buck Converter	24
Fig. 2-19. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck Converter	25
Fig. 2-20. Primary Circuit of Boost Converter	26
Fig. 2-21. The Equivalent Circuit of the Boost Converter	27
Fig. 2-22. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Boost Converter	27
Fig. 2-23. Primary Circuit of Buck-Boost Converter	29
Fig. 2-24. The Equivalent Circuit of the Buck-Boost Converter	30

Fig. 2-25. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck-Boost Converter	30
Fig. 3-1. The Proposed Buck-Boost Converter	32
Fig. 3-2. Principle of Operation by Mode	36
Fig. 3-3. Waveform of Each Part of the Proposed DC-DC Converter	38
Fig. 3-4. Buck DC-DC Converter for MPPT	42
Fig. 3-5. Equivalent Circuit of the Buck Converter	43
Fig. 3-6. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck Converter	45
Fig. 3-7. Battery Charger-Discharger DC-DC Converter for MPPT	46
Fig. 3-8. The Equivalent Circuit of the Buck-Boost Converter	47
Fig. 3-9. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck-Boost Converter	47
Fig. 4-1. MPPT DC-DC Converter	49
Fig. 4-2. MPPT DC-DC Converter Input Power Setting	50
Fig. 4-3. PV Modelling	51
Fig. 4-4. Algorithm Code	52
Fig. 4-5. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 12[V]	54
Fig. 4-6. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 16[V]	55
Fig. 4-7. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 20[V]	56
Fig. 4-8. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 24[V]	57
Fig. 4-9. Charging DC-DC Converter Simulation Schematic	58
Fig. 4-10. Volt PI Controller Simulation Results	59
Fig. 4-11. Current PI Controller Simulation Results	60
Fig. 4-12. Charging-Discharging MPPT DC-DC Converter	61
Fig. 4-13. Charging DC-DC Converter Simulation Results No.1	62
Fig. 4-14. Charging DC-DC Converter Simulation Results No.2	63
Fig. 4-15. MPPT Discharge Simulation Results No.1	64
Fig. 4-16. MPPT Discharge Simulation Results No.2	65

Fig. 5-1. System Configuration	66
Fig. 5-2. Configuring the Test Environment	67
Fig. 5-3. Design for MCU, Power Supply Peripheral Circuit	69
Fig. 5-4. Design for Gate Driver Power Stack	70
Fig. 5-5. Voltage and Current Sensing Circuit	71
Fig. 5-6. PCB Layout 3D Modelling	72
Fig. 5-7. 500[W] Class MPPT Battery Charging Converter	73
Fig. 5-8. 2nd Design for MCU, Power Supply Peripheral Circuit	75
Fig. 5-9. 2nd Design for Gate Driver Power Stack	76
Fig. 5-10. 2nd Voltage and Current Sensing Circuit	77
Fig. 5-11. 2nd PCB Layout 3D Modelling	78
Fig. 5-12. Battery Charger-Discharger DC-DC Converter for MPPT	79
Fig. 5-13. MPPT Input and Output Waveforms 12[V]	80
Fig. 5-14. MPPT Input and Output Waveforms 16[V]	80
Fig. 5-15. MPPT Input and Output Waveforms 20[V]	81
Fig. 5-16. MPPT Input and Output Waveforms 24[V]	81
Fig. 5-17. Forward Measurement Result 1(Input) $V_S=14.43[V]$	82
Fig. 5-18. Forward Measurement Result 2(Output) $V_O=12.20[V]$	82
Fig. 5-19. Forward Measurement Result 3(Input) $V_S=23.20[V]$	83
Fig. 5-20. Forward Measurement Result 4(Output) $V_O=12.20[V]$	83
Fig. 5-21. Forward Measurement Result 5(Input) $V_S=30.33[V]$	84
Fig. 5-22. Forward Measurement Result 6(Output) $V_O=12.20[V]$	84
Fig. 5-23. Reverse Measurement Result 1(Input) $I_{IN} = -43.17[A]$	85
Fig. 5-24. Reverse Measurement Result 2(Output) $I_{IN} = -20.10[A]$	85
Fig. 5-25. Converter Maximum Efficiency Measurement Screen	86

ABSTRACT

A Study on the Bidirectional Battery Charging and Discharging DC-DC Converter for Photovoltaic Systems

Heung Hyeon Cho

Advisor : Prof. Nam-Hoon Kim, Ph.D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

The advancement in science and technology, industrial development, and rapid population growth increased the demand for energy over the years. Consequently, fossil fuels, such as oil, coal, and gas widely served as the primary energy sources for multiple purposes. This has led to several global environmental problems, including the depletion of fossil energy sources and waste disposal issues owing to the expansion of nuclear power plants. Therefore, the international standards of environmental protection are being reformed worldwide, increasing the utilization of various renewable energy sources for sustainable development.

Among the commonly used renewable energy sources, the photovoltaic power generation system utilizes unlimited solar energy. Therefore, it can be designed diversely based on its capacity. Additionally, the absence of moving parts enhances the system operation and ensures easy maintenance. However, the power generation relies on multiple factors, such as the variations in weather conditions, the amount of solar radiation, and temperature. Thus, the

power fluctuations in the photovoltaic systems can restrict their applications, particularly based on the amount of energy required by the load. Therefore, several researchers have studied various techniques to charge and discharge a battery using direct current (DC). When a battery is applied to a photovoltaic power generation system, the DC-DC converter technology performs peak-reduction and load-leveling by generating maximum power during the peak power consumption. This is essential for both the charging and discharging roles in the system as the battery is charged using the photovoltaic cells or systems and discharged by supplying the required power to the load in the event of a power outage or low power generation. Therefore, the efficiency enhancement of the DC converters is constantly researched owing to their ability to convert and manage energy effectively.

In this thesis, a novel topology was proposed for the bidirectional charging and discharging system integrated with the DC-DC converter with a maximum power point tracking (MPPT) control function that tracks the maximum power point. To verify the performance for the photovoltaic power generation systems, a PSIM of a simulation tool was employed for a 500-W low-power portable bidirectional battery charging and discharging DC-DC converter. Additionally, the hardware system demonstrated the feasibility of the bidirectional charging and discharging through experiments. Unlike the conventional unidirectional buck-boost DC-DC converter, the proposed topology can charge and discharge in both directions with identical voltage variable ranges. Moreover, the ripple current and inductor volume can be reduced as the frequency of the inductor is twice that of the inductor used in a conventional DC-DC converter. Furthermore, as the output stage of the power supply transforms into a pulse current source, it can be maintained stable despite the unexpected load fluctuations. Thus, the condenser capacity is reduced owing to the decreased ripple in the overshoot of the capacitor current. The 500-W bidirectional battery charging and discharging DC-DC

converter was fabricated and tested for the photovoltaic power generation systems. The experimental results verified the enhanced performance more than 500-W class, with the proposed system exhibiting an efficiency of 95.17% as opposed to the 91.12% efficiency of the conventional systems.

The proposed topology of the DC-DC converter can contribute to the development of photovoltaic power generation systems that are capable of charging batteries of different voltages or supplying power to outdoor electrical systems. It can also be used as a power source in case of emergency power outages. Additionally, these systems can satisfy the power demand if other renewable energy sources fail to supply sufficient power.

I. 서론

A. 연구 필요성

최근 인구증가가 가속화되고 과학 기술의 고도성장 및 발전은 에너지의 수요 증가를 초래하고 이는 기존의 주 에너지 원인 석유, 석탄, 가스 등 화석 에너지의 사용량 증가로 이어져 지구 오염 문제와 화석 에너지의 고갈, 원자력발전소 신규설비로 인해서 폐기물처리장 위치선정 등 문제를 발생시키고 있다. 이에 따라 세계적으로 환경과 관련한 각종 국제기준이 강화되고 있으며 지속적인 발전을 위하여 여러 가지의 신재생에너지 활용에 관심이 집중되고 있다[1].

이러한 신재생에너지 중 태양광발전(PV : Photovoltaic)은 반도체 소자인 태양전지의 광 기전력효과(Photovoltaic Effect)를 이용하여 빛에너지를 전기에너지로 변환함으로써 친환경적인 공해없는 에너지원이며, 반도체 소자로서 수명이 길고 발전설비에 대한 유지관리 및 보수가 필요 없고 설치가 비교적 쉽다[2].

그러나 태양광발전은 에너지 밀도가 간헐적이고 기상 및 주위온도 등의 환경 조건에 절대적 영향을 받아 시스템 출력이 안정하게 유지될 수 없는 문제점과 전력변환 과정에서 발생하는 손실에 의해 효율이 저하되는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최대전력점 추종제어에 관한 연구와 태양전지 셀의 효율 향상과 함께 직류변환장치의 효율을 높이려는 다수의 연구가 진행되고 있다[3].

특히 태양전지 모듈이나 어레이의 최대전압과 최대전류는 일사량과 온도에 의존하고 부하상태에 따라 변하기 때문에 태양전지의 특성이 변동하지 않아도 최대 동작점이 변하기 때문에 태양전지의 출력을 항상 최대로 유지하는 방법이 필요하다. 태양전지 모듈이나 어레이 최대출력이 최대전력점에서 동작하기 위한 제어를 최대전력점 추종 제어기법이라 하며 일반적으로 제어는 DC-DC 컨버터 또는 DC-AC 인버터 등의 전력변환장치에서 수행하게 된다[4]. 최대전력점 추종기법으로 가장 쉬운 기법은 실증적인 결과를 활용한 알고리즘으로 대기의 상태에 따라서 태양전지 개방전압 V_{co} 의 70[%]에서 80[%] 사이의 전압을 최대전력점을 추정하는 고정 방식인 CV(Constant Volage)기법과 태양전지의 출력 전압을 주기적인 증감하여 현재의 출력전력과 이전 출력전력을 비교하여 최대전력 동작점을

찾는 방식인 P&O(Perturbation and Observer)기법, 태양전지의 출력 컨덕턴스와 증분 컨덕턴스를 비교하여 최대전력점을 추종하는 알고리즘의 Inc Cond(Incremental Conductance)기법 등이 논의 및 연구되고 있다[5].

또한, 배터리를 태양광 발전시스템에 적용하는 시스템의 경우 하절기 피크 전력 소비 시간대에 태양광발전 시스템은 최대전력을 발전함으로써 피크저감 역할 및 부하평준화 역할 등을 수행할 수 있으므로 최근에는 배터리의 충,방전 DC-DC 컨버터 기술에 관하여 많은 연구자와 다양한 기법들이 연구되고 있다. 이러한 배터리 충,방전 DC-DC 컨버터 기술은 태양전지나 계통으로부터 배터리에 전력을 충전하는 충전 역할과 태양전지의 발전량이 적거나 계통의 정전시에는 배터리로부터 부하에 필요한 전력을 공급하는 방전 역할이 중요하다. 태양광이나 배터리를 에너지원으로 활용한 전력변환장치의 지속적인 개발로 인해 에너지의 변환 및 관리를 할 수 있는 장치인 배터리 충방전용 DC-DC 컨버터는 가장 필수적인 부분 중 하나이다.

따라서 본 논문에서는 MPPT 추정에 대한 방법과 양방향 DC-DC컨버터를 연구 수행하고자 한다. 전압센서를 이용한 전압제어기와 전류센서를 이용한 전류제어기를 통해 입력전압과 출력전류를 AD 변환하고 출력전압을 전압센서로 AD 변환하여 마이크로프로세서에 제어의해 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터를 제안한다. 이러한 양방향 컨버터는 이용하면 다른 전압의 배터리를 충전하거나 실외 전기시설에 전기를 공급할 수 있도록 하고, 태양광 등 신재생에너지 발전으로 생산한 전력을 배터리에 충전한 뒤 전력 수요가 필요하거나 정전 등 비상전력으로 활용 가능하도록 하며, 또한 DC/DC 컨버터 입력단에서 출력단으로 순방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 벡 컨버터 동작으로 강압이 이루어져 배터리를 충전할 수 있는 컨버터를 제안하고 입력단에서 출력단으로 역방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 부스터 동작으로 승압이 이루어져 배터리를 방전할 수 있는 컨버터를 제안한다. 벡 부스터 컨버터를 검토하여 PV Cell을 제거하고 역방향 부스터 컨버터의 동작 원리를 적용하여 양방향 DC-DC 벡 부스터 컨버터를 제안하여 시뮬레이션과 실증실험을 통하여 제안한 시스템의 타당성을 입증하고자 한다.

B. 연구의 내용

태양광발전은 빛 Energy를 전기 Energy로 직접 컨버전하여 발전하는 방식으로 출력된 전기를 전기하는 기능은 갖고 있지 않으므로 배터리와 같은 전력 저장시스템을 추가하여 사용하여야 하는 등의 단점을 가지고 있어 인공위성, 무인 등대, 원격통신 등의 전원공급용으로 대부분 사용되었으나 앞으로 단독 주택 및 대규모 발전시스템이 개발되어 태양광발전의 상용화 시대를 맞이할 것으로 기대된다.

본 논문에서는 최대전력 추종기법(MPPT)은 태양전지 모델링과 알고리즘에 의해 구현하여 Psim 프로그램을 통해 MPPT 추정에 대한 방법을 연구하였다. 전압센서를 이용한 전압제어기와 전류센서를 이용한 전류제어기를 통해 입력전압과 출력전류를 AD 변환하고 출력전압을 전압센서로 AD 변환하여 마이크로프로세서의 이용하여 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터 설계를 연구하였다. 또한, DC/DC 컨버터 입력단에서 출력단으로 순방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 벅 컨버터 동작으로 강압이 이루어져 배터리를 충전할 수 있는 컨버터를 제안하고 입력단에서 출력단으로 역방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 부스터 동작으로 승압이 이루어져 배터리를 방전할 수 있는 컨버터를 제안하였다. 벅 부스터 컨버터를 제안하여 PV Cell을 제거하고 역방향 부스터 컨버터의 동작 원리를 적용하여 양방향 DC-DC 벅 부스터 컨버터를 제안하였다.

본 논문에서는 MPPT 모델링과 알고리즘 기법을 활용하여 태양전지에서 발생하는 전기가 배터리 충전과 방전이 이루어지도록 컨버터 설계에 관한 연구로 전력변환장치의 활용과 효율에 관한 연구이다. 설계된 컨버터가 높은 효율을 가지도록 시뮬레이션과 실험을 통한 데이터를 확보하고 설계할 수 있도록 연구하는 것이 목적이다. 이 목적을 달성하기 위해서 MPPT용 DC-DC 컨버터 설계에 관한 연구로 다음과 같이 나누어 연구를 수행한다.

1. PV Cell에 대한 모델링과 알고리즘을 활용하여 시스템을 구성하고 MPPT 추종기법을 제안하고 시뮬레이션을 통해 검증하는 데 있다.

2. 태양광발전 양방향 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구이다. 충전 DC-DC 컨버터로 동작하기 위해서는 벅 컨버터의 동작 원리를 적용하고 실제 시뮬레이션과 실험을 통해 DC 12[V] 배터리 충전기에 대한 컨버터를 연구하는

데 있으며 컨버터 충전 시스템 제작 및 특성분석을 연구하고자 한다.

3. 태양광발전 양방향 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구이다. 방전 DC-DC 컨버터로 동작하기 위해서는 부스터 컨버터의 동작 원리를 적용하고 실제 시뮬레이션과 실험을 통해 배터리 방전기에 대한 컨버터를 연구하는 데 있다. 또한, 컨버터 방전 시스템 제작 및 특성분석을 연구하고자 한다. 부스터 컨버터는 승압할 수 있으므로 본 연구에서 사용되는 12[V] 배터리 전압을 14[V]~48[V]까지 승압할 수 있도록 컨버터 시스템을 구현하였다.

결과적으로, 태양광발전 양방향 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구로 DC/DC 컨버터 입력단에서 출력단으로 순방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 벡 컨버터 동작으로 강압이 이루어져 배터리를 충전할 수 있는 컨버터를 제안하고 입력단에서 출력단으로 역방향으로 전력변환이 이루어질 경우는 부스터 동작으로 승압이 이루어져 배터리를 방전할 수 있는 컨버터를 제안하였다. 벡 부스터 컨버터를 제안하여 태양전지를 제거하고 역방향 부스터 컨버터의 동작 원리를 적용하여 양방향 DC-DC 벡 부스터 컨버터를 제안하였다.

또한, 프로그램을 이용하여 시뮬레이션 회로를 Design하고 종래의 MPPT 제어 방법과 DC-DC 컨버터의 비교 및 분석을 통해서 결과물을 제시하여 본 논문의 타당성을 입증하고자 한다.

\

II. 이론적 배경

A. 태양광발전 시스템

1. 태양광발전 시스템 구성

태양광발전 시스템은 빛에너지를 받아서 PV Cell에서 DC 전력을 발생하여 이 전력을 부하에 공급한다. 일반적으로 태양전지의 출력은 비교적 작으므로 다수의 태양전지를 모듈 형태로 직렬 및 병렬로 연결하여 출력을 배가시킨다. 이때, 부하에 필수적인 전력을 공급하도록 하기 위해서 부하 용량만큼의 모듈을 직렬 및 병렬 형태로 구성하여 제작 이용한다. 태양전지 모듈을 직렬 또는 병렬로 연결하여 이용하더라도 PV Cell은 조사되는 일사량에 의존하게 된다. 이때 모듈의 성능 및 외부적인 주위 환경에 의한 전기적 특성인 부정합 문제가 제기되어 발전 효율을 저하시키는 원인이 되기도 한다. 따라서 근래에는 이러한 부정합 문제를 해결하여 발전량과 효율을 높이기 위한 다양한 방법이 연구되어왔다. Fig. 2-1은 태양광발전시스템의 구성도로, 일반적으로 태양광발전 System은 상용 전력계통과의 연계 여부에 따라 독립형 및 계통연계형 2가지 형태로 분류된다[7.8].

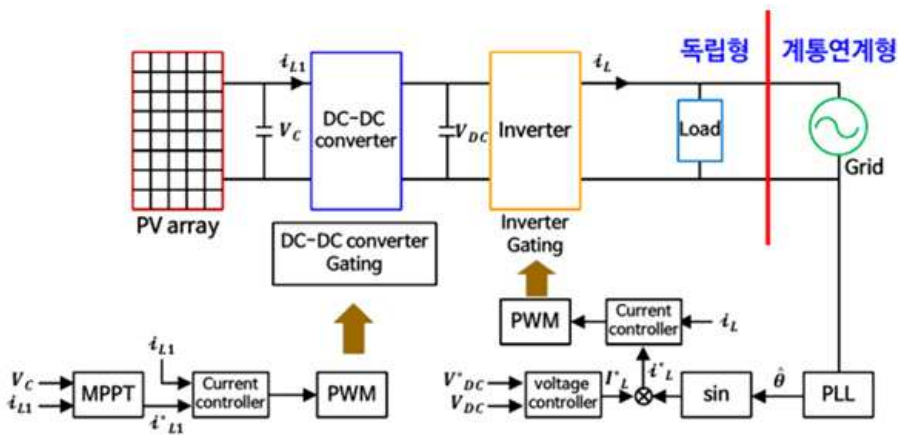


Fig. 2-1. Basic Configuration of Photovoltaic System

이 중, 독립형 태양광 발전시스템은 소규모 부하가 요구되는 경우나 계통의 전력공급이 어려운 경우에, 독립적으로 설비된 태양광발전 System에 의해 전력을 생산 공급한다. 반면, 계통연계형은 Photovoltaic에서 발전된 전력이 보조전원으로 사용되면서 주 전력계통 Bus에 연결되어 동작하는 발전 System을 말한다.

태양광발전 시스템의 용도 그리고 부하의 종류 및 System의 크기, 입지조건 등에 따라서 다르지만, 그 기본 원리는 Fig. 2-1과 같다. PV Cell 어레이는 PV Cell 소자를 직렬 및 병렬로 연결하여 DC 전력을 발생하기 때문에, 직류 부하면 DC-DC 변환 장치를 사용하여 가장 이상적인 전압으로 출력단에 배터리를 접속하여 사용하며, 또한 교류 부하면 DC-AC 변환장치가 필요하고 때에 따라서 축전지를 연결하며 태양광발전 시스템에서는 일반적으로 일사량 조건과 부하 사용 시간 때가 다르고, 일사량 또한 시간에 따라 간헐적이므로 발전된 전력을 축전할 수 있는 배터리를 갖는다[9.10].

DC-DC 전력변환장치는 PV Cell 출력이 일사량, 주위온도, 기타 환경적 요인에 따라 항상 최대전력 전압 및 전류가 변화는 특성이 있다. 그러므로 승압형, 강압형, 승강압형 Chopper Control하여 PV Cell 출력이 항상 MPPT에서 동작하도록 하며, 출력 전압을 안정하게 유지하여 배터리나 부하로 공급하는 역할을 한다[11].

DC-AC 변환장치는 UPS, PWM Converter, 무효전력보상기 등에 널리 사용되는 전파정현 브리지 인버터 회로를 주로 이용하며 전압과 주파수 조정기능을 갖고 있다. 또한, 사용 전원과 계통을 연계하는 경우는 연계할 수 있는 장치가 필요하다. 연계 장치는 전력계통의 이상 발생 시에 Photovoltaic 시스템과 연계하는 보호 제어 기능을 할 수 있는 장치가 필요하고 또한, 고조파를 억제하는 필터나 전력계통으로 부터 Surge 방지 및 전력 흐름의 방향에 의해 전력량을 적산할 수 있는 전력량계 등이 필요하다.

2. 태양전지의 원리 및 전기적 특성

a. 태양전지의 원리 및 구조

태양광발전 시스템은 빛에너지를 직접 전기에너지로 변환하는 PV Cell를 사용한 발전방식이다. Fig. 2-2는 태양전지의 구조를 나타낸 것으로 단결정 규소 PV Cell의 경우 실리콘(Si)에 5가 원소(P, As, Sb) 등을 첨가한 N형 반도체와 3가 원소(B, Al, Ga) 등을 첨가하여 만든 P형 반도체로 만들어진 p-n 접합 형태로 되어 있다[12].

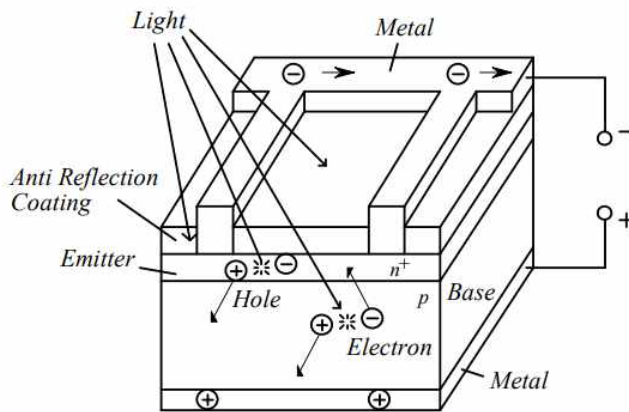


Fig. 2-2. Structure of Solar Cell

이러한 PV Cell에 빛이 조사되면, 광 기전력효과(Photovoltaic Effect)라 널리 알려진 과정에 의해서 전압이 생성하게 된다. 여기서 광기전력효과란 반도체 p-n 접합에 빛을 비추면 전자-정공 쌍이 만들어지고 분리되면서 n형 이미터 측에는 전자 과잉상태가 되고 p형 베이스 측에는 다수의 정공이 모이게 되어 접합 양단에 두 전극을 서로 이격시켜 개방(Open)하면 전위차가 발생하여 전류가 흐른다. 이를 개방전압(V_{oc})이라 하며 PV Cell 출력 전압의 극성은 PV Cell 내부에 형성된 전위차의 반대 극성이다. 또한, 외부 회로와 연결하여 단락시키면 외부 회로에 입사량에 비례한 전류가 흐르며 이 전류를 단락 전류(I_{sc})라 한다[13].

태양전지는 빛에너지를 전기에너지로 바꿔 주는 반도체 소자로서 한 개의 이상적인 Diode와 I_{ph} 의 크기를 가지는 정전류원(Constant Current Source)으로 설계

되어 있다. 실제로는 이상적인 Diode를 만드는 것이 불가하므로 접촉 저항 및 표면부의 시트(Sheet)저항 등을 나타내는 직렬저항 (R_s)과 병렬저항 (R_{sh})을 다양한 각도로 생각해야 한다. 태양전지 표면에 조사되는 빛 일부는 표면에서 반사되어지며 표면을 투과한 빛은 PV Cell 내에서 흡수되어 광자 수는 지수 함수적으로 줄어든다[14].

Fig. 2-3은 광이 입사될 때 광 기전력(Photovoltaic Effect)을 이용한 태양전지의 일반적인 등가회로를 나타내고 있다. 여기서 I_{ph} 는 입사된 광에 의해 생성된 캐리어가 외부적인 요인으로부터 방해받지 않는 경우 폐회로를 통하여 흐르는 광전류이고, I_d 는 다이오드 전류로서 I_{ph} 와는 반대 방향이다. 병렬저항 (R_{sh})은 이상적인 Diode 특성에서 벗어나 일정한 상수 저항으로 나타내는 누설 저항으로 표시하며, R_s 는 배터리 내부에 존재하는 직렬저항을 나타낸다[15].

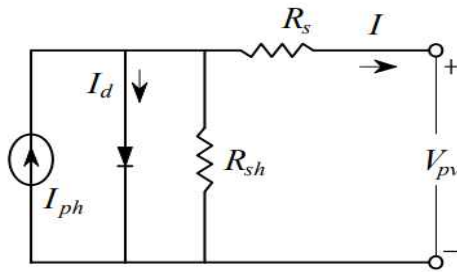


Fig. 2-3. Equivalent Circuit of Photovoltaic Cell

태양전지의 등가회로에서 출력되는 전류는 입사광량에 비례하는 광전류 I_{ph} 및 다이오드 전류 I_d 누설전류 I_{sh} 로 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (2.1)$$

광전류 I_{ph} 는 일사량과 온도에 따라 변화되며 식 (2.2)와 같다.

$$I_{pv} = I_{ph} S_N + I_t (T_c - T_r) S_N \quad (2.2)$$

또한, 다이오드 전류 I_d 와 다이오드 역 포화전류 I_o 는 식 (2.3)-(2.4)와 같다.

$$I_d = I_o \left[\exp\left(\frac{qV_d}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

$$I_o = I_{o,ref} \left(\frac{T_c}{T_r}\right)^3 e^{\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_c}\right)} \quad (2.4)$$

여기서 S_N 은 표준 일사량(기본적으로 $1,000 [W/m^2]$), I_t 는 단락 전류의 온도계수 $[A/^\circ K]$, T_c 는 셀의 절대온도, T_r 은 셀의 기준온도, n 은 다이오드 성능지수, k 는 볼츠만 상수(Boltzmann's Constant, 1.38×10^{-23}), T 는 절대온도, q 는 전하량 ($1.602 \times 10^{-19} [C]$), V_d 는 다이오드 전압, E_g 는 p-n 접합에서 에너지 Gap, $I_{o,ref}$ 는 PV Cell의 동작 기준온도에 대한 역 포화전류라고 하며, I_o 와 n 은 PV Cell의 종류에 의해 결정되어 진다[16].

누설전류 I_{sh} 는 동작 전압에 비례하기 때문에 식 (2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{sh} = \frac{V_d}{R_{sh}} \quad (2.5)$$

직렬저항 R_s 는 태양전지의 전기저항으로서, 출력전류가 커지게 되면 전압 강하가 생기게 되며, 출력 전압 V_{pv} 는 식 (2.6)과 같다.

$$V_{pv} = V_d - I_{pv} R_s \quad (2.6)$$

식 (2.1)에 식 (2.3), 식 (2.5), 식 (2.6)을 대입시키면 다음과 같이 PV Cell의 일반적 특성 식 (2.7)을 나타낼 수 있다.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

병렬저항 R_{sh} 는 PV Cell 제조과정 중 결함에 의해 발생하는 성분이다. 결과적으로 $1[cm^2]$ 의 면적을 갖는 태양전지에 대해서 R_{sh} 가 $1[k\Omega]$ 이상이면 R_{sh} 에 대한 영향은 PV Cell 특성이 나타나지 않으며, 이때의 등가회로는 Fig. 2-4와 같다.

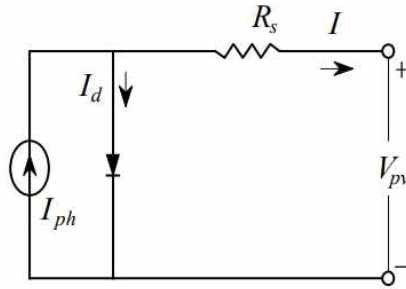


Fig. 2-4. Ideal Equivalent Circuit of Photovoltaic Cell

식 (2.7) 에서 $R_s = 0$, $R_{sh} = \infty$ 인 Ideal적인 p-n 접합 Diode의 경우 부하에 흐르고 있는 전류 I_{pv} 는 식 (2.8)과 같다.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv})}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (2.8)$$

PV Cell의 단락 전류 I_{sc} 는 Ideal적으로 광전류 I_{ph} 와 일치하고, Diode 포화 전류 I_o 에 의해서 결정되는 태양전지의 개방전압 V_{oc} 는 식 (2.9)와 같다.

$$V_{oc} = \frac{nkT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_o} + 1\right) \quad (2.9)$$

일정한 온도와 일정한 일사량 조건에서 PV Cell의 I-V 특성곡선은 Fig. 2-5와

같다. 최대전력 점에서 도달하기 위해서는 특성곡선에서 I_{pv} 와 V_{pv} 값이 I_{sc} 와 V_{oc} 에 근접해야 함을 알 수 있다[17].

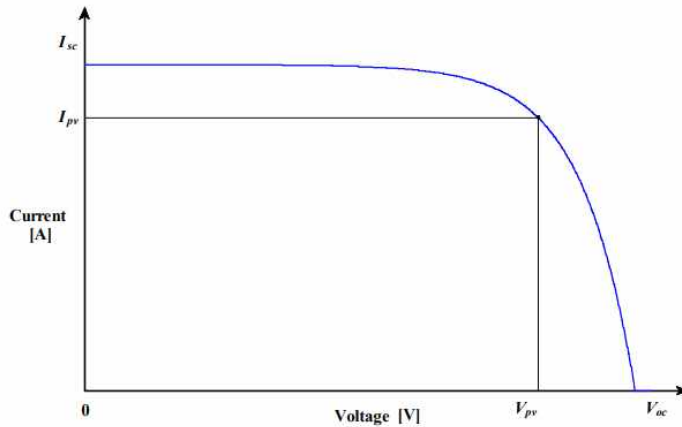


Fig. 2-5. I-V Curve of Photovoltaic Cell

Short Current I_{sc} 는 $V_{pv} = 0$ 인 조건으로부터 $I_{sc} = I_{ph}$ 가 되며 배터리에 연결된 부하저항의 크기를 가변함으로써 MPPT에서 최대 출력을 얻게 된다.

부하에 연결된 전력 P 는 식 (2.10)과 같다.

$$P = V_{pv} \left[I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv})}{nkT}\right) - 1 \right] \right] \quad (2.10)$$

b. 태양전지의 온도 및 일사량 특성

PV Cell의 전기적 특성을 결정하는 요인을 보면 내부적인 변수로는 직렬저항 R_s , 병렬저항 R_{sh} 및 Diode 역 포화전류 I_o 가 있고, 외부적인 요인인 변수로는 일사량과 온도 변화가 있다[18].

여기서 직렬저항 R_s 는 태양전지에 광전류가 흐르면 전류의 흐름을 방해하는 저

항값으로 n층 시트저항, p층 기관저항, 전극 접속저항, 전극 자체 고유저항 등이 있으며 최대효율을 얻기 위해서는 직렬 저항값이 최소로 되어야 한다.

단락 조건에서 $I_{pv} = I_{sh}$, $V_{pv} = 0$, $R_s = R_{sh}$ 이고, 식 (2.7)은 식 (2.11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\ln\left(\frac{I_{ph} - I_{sc}}{I_o}\right) = \frac{qI_{sc}R_s}{nkT} \quad (2.11)$$

$\ln[(I_{ph} - I_{sc})/I_o]$: I_{sc} 는 qR_s/nkT 로 주어진 기울기를 가지고 있다. 여기에서 직렬저항 R_s 가 구해진다. 병렬저항 R_{sh} 는 식 (2.7)을 개방전압 V_{oc} 와 단락 전류 I_{sc} 항목으로 쓰면 식 (2.12)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{sc}\left(1 + \frac{R_s}{R_{sh}}\right) - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} = I_o \left[\exp\frac{qV_{oc}}{nkT} - 1 \right] \quad (2.12)$$

식 (2.12)는 구조가 복잡하지만 $R_s \ll R_{sh}$ 로 슬림화할 수 있으므로 만약 크기가 아주 작은 빛의 세기 하에서 만들어지면 아래와 같이 나타낼 수 있으며 이 수식으로 병렬저항 R_{sh} 를 구할 수 있게 된다.

$$I_{sc} - I_o \left[\exp\frac{qV_{oc}}{nkT} - 1 \right] = \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \quad (2.13)$$

$$I_{sc} = \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \quad (2.14)$$

Fig. 2-6은 PV Cell의 직렬저항이 PV Cell의 특성에 미치는 영향을 나타내며 Open 전압 V_{oc} 는 변화가 거의 없으나 직렬저항에 의한 전압 강하가 순방향 Bias

상태가 되어 누설전류를 증가시키므로 Short Current가 감소한다.

Fig. 2-7은 병렬저항이 PV Cell의 특성에 미치는 영향을 나타낸다. 병렬저항, 즉 누설 저항은 PV Cell 내부의 누설에 의하므로, 효율이 높은 PV Cell의 경우 누설 저항이 크며 Short Current는 변하지 않으나 병렬저항값이 감소로 인한 Open 전압이 감소한다[19]. PV Cell의 특성곡선은 모듈 온도 및 일사량 등 여러 가지 외부 환경적 요소에 크게 영향받는다. Fig. 2-8은 일사량을 $400[W/m^2]$ 에서 $1000[W/m^2]$ 까지 $200[W/m^2]$ 씩 증가시킨 경우 일사량에 의한 I-V 특성곡선을 나타낸다. PV Cell의 전류는 일사량에 비례해서 결정되고 온도 변화에 대해서는 어떠한 영향도 받지 않는다[20].

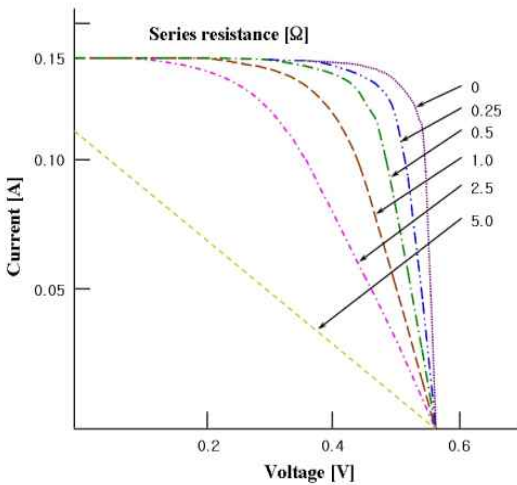


Fig. 2-6. Effect of Series Resistance on I-V Curve

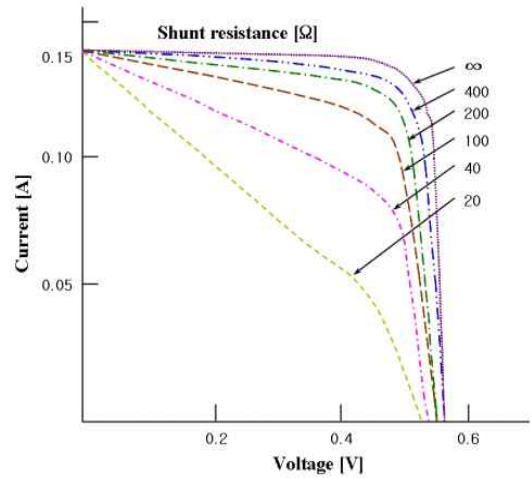


Fig. 2-7. Effect of Shunt Resistance on I-V Curve

그러나 PV Cell의 전압은 일사량 변화에 영향을 받지 않고 온도 변화에 대해서 반비례하는 특성을 갖고 있다. Fig. 2-9는 온도에 의한 I-V 특성곡선을 나타내며, 온도를 25[°C]에서 55[°C]까지 10[°C]씩 증가한 경우 변화를 나타내고 있다[21].

온도 변화에 의한 전류는 변화가 없지만, 출력 전압은 대단히 영향을 받음을 알 수 있다.

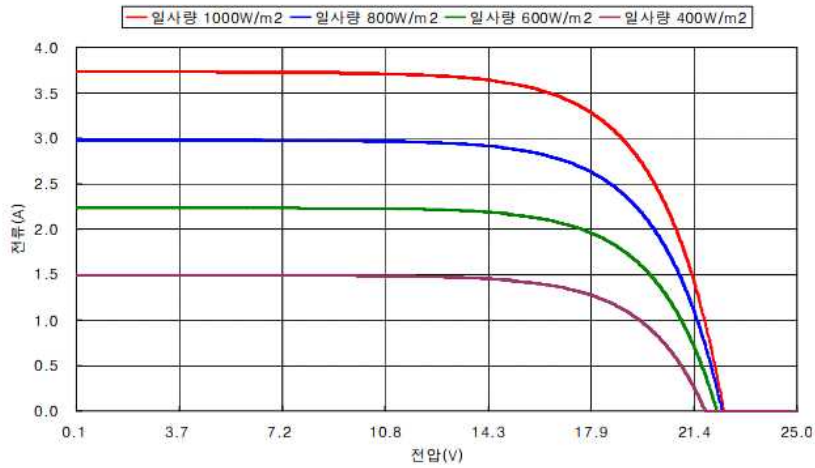


Fig. 2-8. I-V Curve with Various Radiation

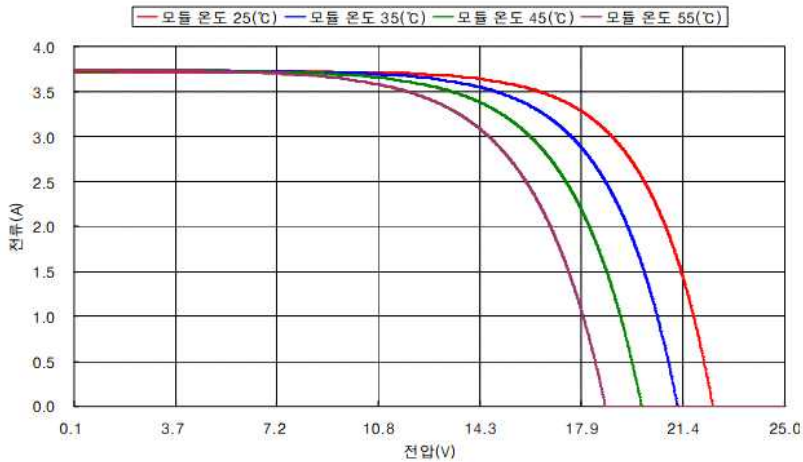


Fig. 2-9. I-V Curve with Various Temperature

3. MPPT 제어

PV Cell의 출력특성은 일사량 및 동작 전압 온도에 따라 동작 특성이 변하고 P_{max} 지점도 항상 변하고 있다. 여기서 PV Cell의 출력 측정은 앞에서 설명한 바와 같이 일사량 변화에 따른 PV Cell의 최적 구동점인 출력전력의 P_{max} 지점을 각각 갖고 있는데 이 P_{max} 지점이 각 일사량 값에서 PV Cell의 에너지 효율이 최대가 되는 지점이라 볼 수 있다. 이러한 P_{max} 발생 구동점은 일사량이나 주변온도에 의해 변하고 PV Cell 제조업체마다 다르며 동일한 제조업체도, 각각 다르게 나타나므로 항상 P_{max} 지점에서 동작할 수 있도록 PV Cell의 동작점을 제어함이 필요하며 이를 최대 전력점 추종 제어(MPPT)제어라 한다[22].

MPPT의 제어 방법은 하드웨어적인 분류 방법으로 아날로그 방식과 디지털 방식이 있고 알고리즘 측면에서는 P&O(Perturbation and Observation) 방법 및 IC(Incremental Conductance) 방법 그리고 CV(Constant Voltage) 방법이 있다[23].

a. P&O Method

P&O(Perturbation and Observation) 방법은 간단한 회생 구조를 가지며 소수의 측정 파라미터값을 가지고 있으므로 일반적으로 많이 사용해 왔던 방식이다. 이는 P&O 방법이 가장 기본적인 형태로 나타내기 쉽기 때문이다. Fig. 2-10에서 PV

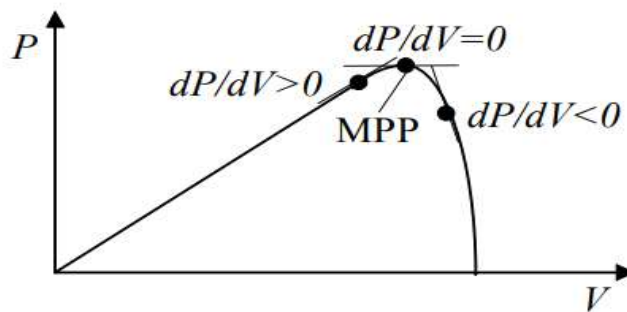


Fig. 2-10. Sign of the dP/dV at Different Position on the Power Characteristics

Array의 동작 전압이 주어진 방향, 즉 $dP/dV > 0$ 에서 아주 작은 값으로 변동하면 이 변동은 MPPT를 향하는 Array의 구동점으로 이동한다. P&O 방법은 태양 전지 전압을 주기적으로 증가, 감소함으로써 동작하며, 이전의 교란 주기 기간의 태양전지 Array 출력전력과 함께 현재 Array의 출력전력을 비교하여 최대 점을 연속적으로 추적하며 찾는다[24]. P&O 방법의 플로차트로서 Fig. 2-11의 콘트롤 방법은 아래와 같이 설명할 수 있다. 전력이 증가하면 교란은 다음 주기 동안 계속적으로 동일한 방향으로 증가하며 교란의 방향이 역방향이 될 것이다. 이것은 Array 단자전압이 모든 MPPT 주기 동안 교란하고 있다는 것을 나타낸다. 그러므로 MPPT에 이르렀을 때, P&O 방법은 일정 또는 천천히 변동하는 여건 속에서 진동할 것이며, 그 결과 PV Cell Array에서 손실이 발생하게 된다. 이 문제는 MPPT에 도달했을 때를 검출하기 위해 앞의 주기 동안 두 개의 파라미터값을 비교부와 교란부를 우회하기 위한 P&O 방법의 개선으로 해결할 수 있다. 전력 손실을 줄이기 위한 다른 방법으로는 교란 시스템의 감소가 있다. 그러나 이 방법은 환경 조건이 급속하게 변동하면 MPPT의 위치추적 속도가 늦어지므로 스텝의 결정이 중요하다[25].

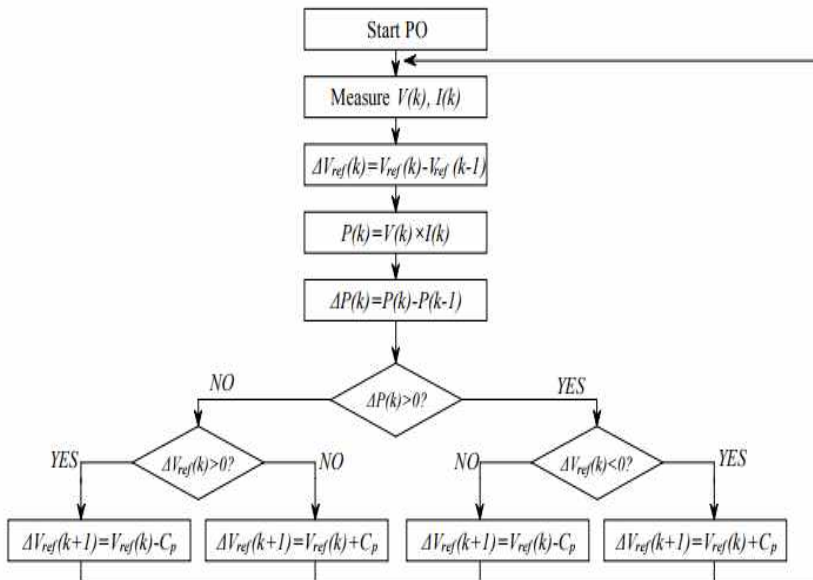


Fig. 2-11. Flowchart of PO Method

b. CV 방법

Fig. 2-12은 정전압 제어 방법의 블록도다. 만약에 부하율이 너무 높거나 일사량이 줄어들게 되면 PV Cell 출력이 감소하여 PV Cell의 동작점은 최대 동작 전압보다 떨어지게 된다. 이때 Chopper의 Duty Ratio를 감소시켜 Chopper의 출력 전압을 감소시키면 PV Cell의 동작점 전압은 증가한다. 그리고 부하율이 너무 낮거나 일사량이 증가했을 때는 반대로 Chopper의 Duty Ratio를 증가시키면 동작점 전압은 감소한다[26].

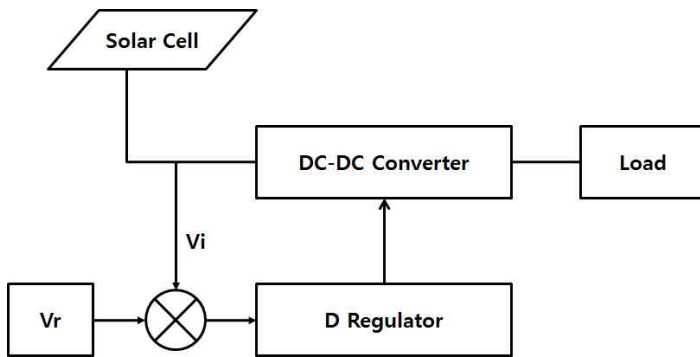


Fig. 2-12. Constant Voltage Control Method

MPPT은 동일 일사량에서 발생하는 전력이 출력 전압값에 따라서 변하기 때문에 MPPT 제어를 하지 않으면 PV Cell은 MPPT에서 발전을 하지 못하여 PV Cell의 발전 효율이 감소하여 손실이 발생 된다. 따라서, 일사량 조건과 부하 조건의 변동에 의한 최적의 동작 전압을 추종하는 MPPT 제어가 반드시 필요하다[27].

Fig. 2-13은 CV 방법의 플로차트로서, 일사량 변동에 따라 약간의 MPPT 전압이 변한다는 사실을 이용한다. V_{mpp}/V_{oc} 는 태양전지 파라미터값에 의존하고 보통 사용되는 값은 76[%]이다. 태양전지 Array의 출력 전압은 일사량 변동에 대해서 미세한 변동 폭을 갖는 정전압 특성을 나타내고 있으므로, $V_{ref} = 0.76[V]$ 로 세팅하여 정전압으로 제어하는 방법을 CV 방법이라고 한다. 따라서 이 방법은 출력에 대해 전력량이 필요하지 않다. Boost 컨버터의 시비율은 제어 회로에 의해 결정되

고, 출력측 직류 전압은 정상 상태 조건의 V_{ref} 값에 의해서 일정한 값으로 일정하게 된다. 이 CV 방법은 Array 및 직류 측의 센서를 감소할 수 있는 장점이 있지만, 일사량 급변 시 정확한 MPPT를 추종하지 못해 출력 효율이 감소하고 부하가 PV 어레이에 연결되지 않을 경우 이용 가능한 에너지가 소비되며 PV Cell 모델링의 정확성에 성능이 좌우되는 결점이 있다. 그리고 MPPT는 Array 개방전압의 76[%]에 항상 고정된 것이 아니다[28].

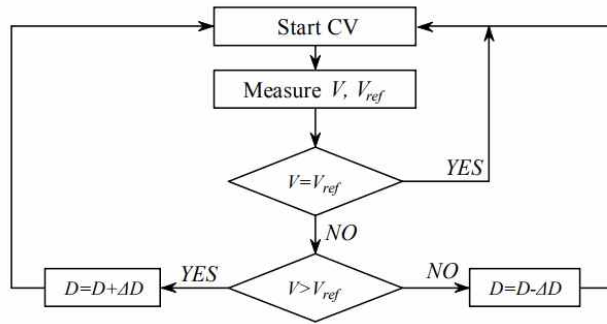


Fig. 2-13. Flowchart of CV Method

c. IC 방법

IC(Incremental Conductance) 방법은 임피던스 비교법, 증분 컨덕턴스 방법으로 부른다. 이 방법은 PV Cell Array 출력의 컨덕턴스와 증분 컨덕턴스를 비교하여 MTTP를 추종하는 방법이다. 그리고 P&O 방법에서 무시하고 있는 일정 온도에서 일사량이 증가하는 경우, 전압 변동 폭이 “0”이 되도록 Control 알고리즘이 추가 되면서 좀 더 발전된 방법이라고 할 수 있다. 특히 급변하는 일사량에서 가장 효과적인 방법이고 MTTP에 도달 시 PV Cell Array 출력전력의 안정한 특징이 있다. P&O 방법의 문제점을 개량하기 위한 IC 방법은, 전압 및 전류를 측정하여 전력과 전압의 기울기를 구한 다음 기울기 부호 즉, 양(+)과 음(-)을 판단하여 기준 전압을 증가 또는 감소시켜 MTTP를 추종하는 방법이다. 이 방법은 Fig. 2-14과 같은 순서에 의해 동작한다[29]. 최대전력 점은 $dP/dV=0$ 이 되는 경우이므로 식 (2.15)와 같이 전개할 수 있다.

$$IdV + VdI = 0 \quad (2.15)$$

$$\frac{V}{I} = - \frac{dV}{dI} \quad (2.16)$$

식 (2.16)은 부하 임피던스가 MTTP에 있어서 PV Cell Array의 I-V 곡선의 기울기가 일치하는 것을 나타내고 있다. MTTP의 최대전력 곡선에서 MTTP의 왼쪽은 전력의 증가(즉, $dP/dV > 0$)이며, MTTP의 오른쪽은 전력의 감소(즉, $dP/dV < 0$)를 나타낸다. PV Cell의 전류와 전압으로 나타내면 식 (2.17)과 같다.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{dIV}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.17)$$

최대전력 점 조건 $V = V_{mp}$ 를 만족하는 식 (2.18)을 얻을 수 있다.

$$\frac{dI}{dV} = - \frac{I}{V} \quad (2.18)$$

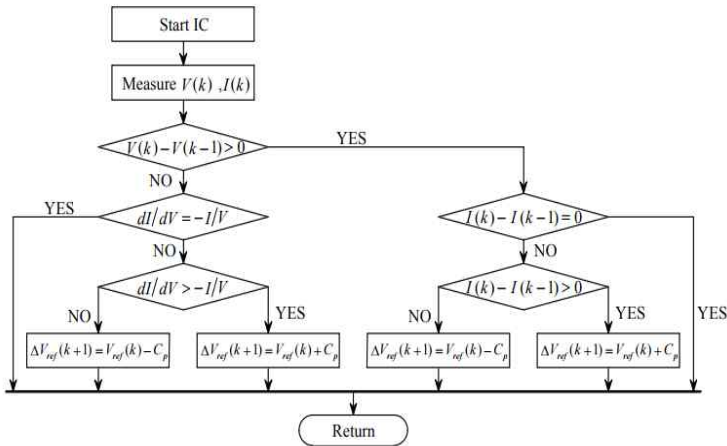


Fig. 2-14. Flowchart of IC Method

B. DC-DC Converter

1. 기본 개념

전력변환장치란 입력되는 전력을 전류 및 전압 주파수가 다른 전력으로 변환하는 기기이며, 직류 전압을 교류 전압으로 바꾸어 주는 DC-AC Converter, DC 전압을 다른 DC 성분으로 바꾸어 주는 DC-DC Converter, AC 전압을 다른 크기의 AC 전압으로 바꾸어 주는 AC-AC Converter로 구분된다. Fig. 2-15는 DC-DC 컨버터의 개념도로 입력되는 DC 전압의 크기를 변환시켜주는 전력변환기이다. DC-DC Converter의 기본적인 소자 구성은 전력반도체 스위치, Capacitor, Inductor로 구성되며, 필요에 따라 변압기가 추가된다. 반도체 스위치는 입력되는 전압 및 전류의 크기를 변환하는 기능을 갖고, Inductor와 Capacitor는 회로내의 위치적 조건에 따라 에너지를 전달하는 매개체 역할을 하거나 출력 전압의 불필요한 Ripple 성분을 제거하기 위한 Filter 역할을 한다. 또한, 전기적인 절연을 통하여 안정성을 확보하거나, 스위치로 변환되는 전압이득보다 높은 이득을 얻을 때 Transformer가 사용된다[30]. DC-DC Converter는 크게 전압제어 및 전류제어 전압-전류제어로 3가지 Mode로 제어된다. Voltage Control Mode는 전력 변환기의 입력전압의 변화에 대하여 출력 전압의 크기를 일정하게 유지하는 제어 Mode이다.

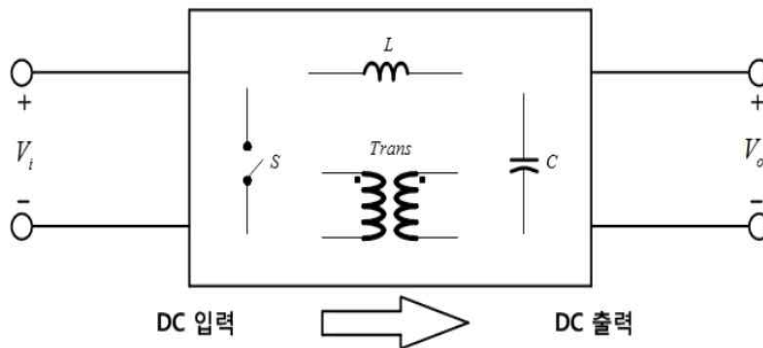


Fig. 2-15. The Concept of DC-DC Converter

전압제어 Mode에서 출력 전압은 Error 증폭기에서 외부 기준 전압을 통하여 센싱되고 제어된다. Error 증폭기는 계속적인 진폭 삼각파 모양의 파형과 비교되는 Control 전압을 만들고, 비교부는 DC-DC 변환기에서 Control Switch의 Driver에 공급되는 PWM(Pulse Width Modulation) 신호를 만들게 된다. 그리고 DC-DC Converter의 출력 전압의 크기는 PWM Signal의 스위치 듀티비(Duty Ratio)에 의해 결정된다[31].

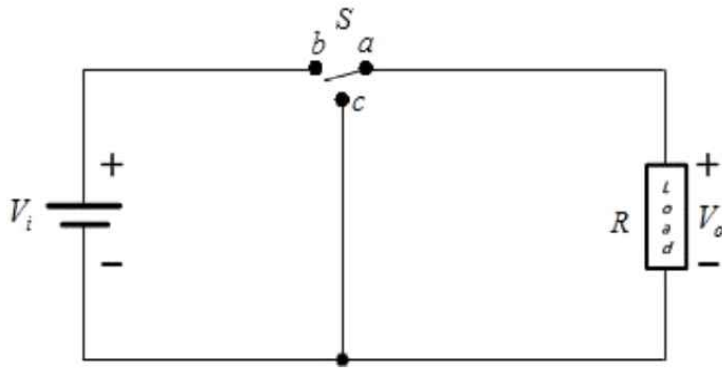
Fig. 2-16에서 Switch S가 접점 b에 접촉되면 출력 전압 v_o 은 입력전압과 같고, Switch S가 접점 c에 접촉되면 출력 전압은 “0”이 된다. 입력전압 V_i 은 항상 일정하다고 가정한다. 또한, Converter의 스위칭 주기 T는 일정하게 Control 되고, 주기 T에 대해 접점 b가 접촉되는 시간은 DT, 접점 c가 접촉되는 시간은 (1-D)T이다. 따라서, 입력 에너지는 Switch를 통하여 DT 구간 동안은 부하에 전달되며, (1-D)T 구간 동안은 부하에 전달되지 않는다. Fig. 2-16(b)에서 출력 전압의 평균값 V_o 는 식 (2.19)과 같다[32].

$$V_o = \frac{1}{T}[DT \cdot V_i + (1-D)T \cdot 0] = DV_i \quad (2.19)$$

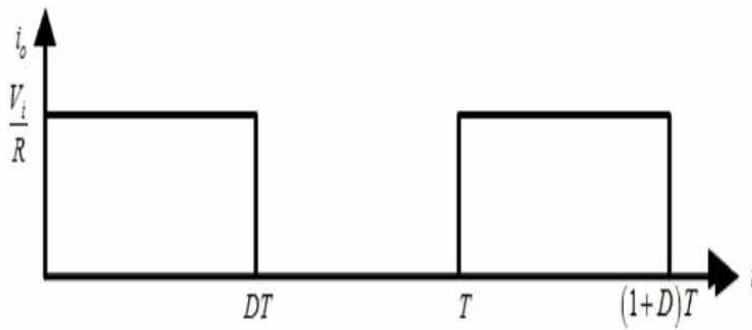
부하에 전달되는 평균전력 P_o 는 식 (2.20)과 같다.

$$P_o = \frac{1}{T}[DT \cdot \frac{V_i}{R} + (1-D)T \cdot 0] = D \frac{V_i}{R} \quad (2.20)$$

따라서 DC-DC Converter의 평균 전압과 평균전력은 Switch S의 동작에 의해 듀티비 0에서 1까지 변화시킴으로써 원하는 출력값으로 Control이 가능하다.



(a) Primary Circuit of DC-DC Converter



(b) The Waveform of the Output Voltage v_o and Current i_o of DC-DC converter

Fig 2-16. A Brief form of a DC-DC Converter

2. 벡-컨버터

강압(Step-down)형 Converter는 출력 전압의 크기가 입력전압의 크기보다 작은 Converter를 의미한다. 비절연형 Converter로 벡-컨버터(Buck-Converter)가 있으며, Fig. 2-17은 Buck-converter의 기본 구성을 나타낸다. DC 입력전압 소스 V_i , 제어된 스위치 S, 다이오드 D, 필터 유도자 인덕터 L, 필터 콘덴서 C로 구성되어 있다. Buck-Converter는 개폐기가 ON 되어있는 동안 입력 전원이 회로에 결선되고, OFF 되어있는 동안 결선이 차단되며, 입력전류는 불연속 전류가 된다. 출력 전압은 개폐기의 주기적인 작동에 의해 평균전압이 $D V_i$ 인 DC 성분 외에 구형파의 AC 성분이 포함되어 있다. DC-DC Converter를 사용하는 대부분의 경우 부하에서 요구하는 전원은 일정한 DC 전원이다. Buck-converter에서 L과 C는 출력 전원에 포함되어 있는 AC 성분을 없애는 역할을 하는 필터의 임무를 하게 되며, 이때 필터가 완벽하다고 가정했을 때 V_i 교류 성분을 제거할 수 있다[33]. 따라서 출력 전압 V_o 는 필터 전단의 DC 전압 성분 V_o 와 같은 직류 성분 $D V_i$ 가 된다.

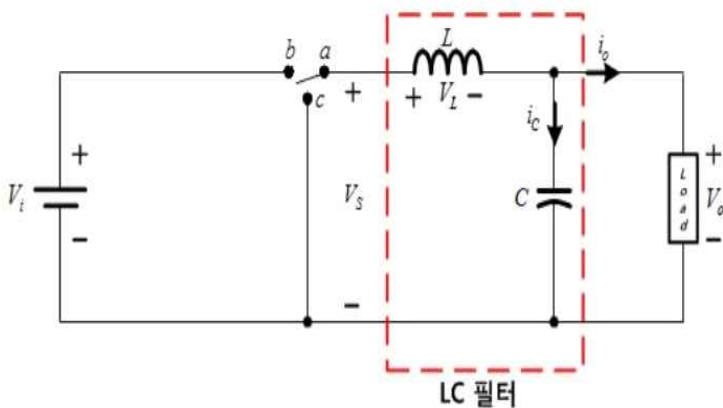
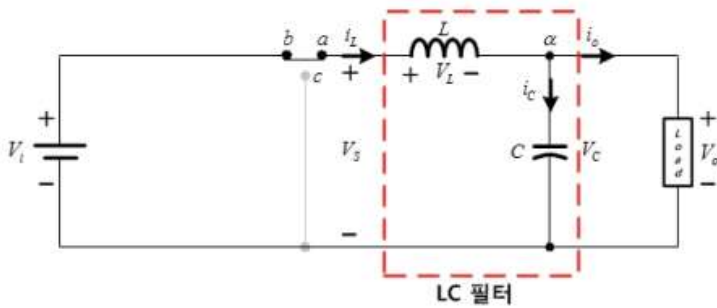
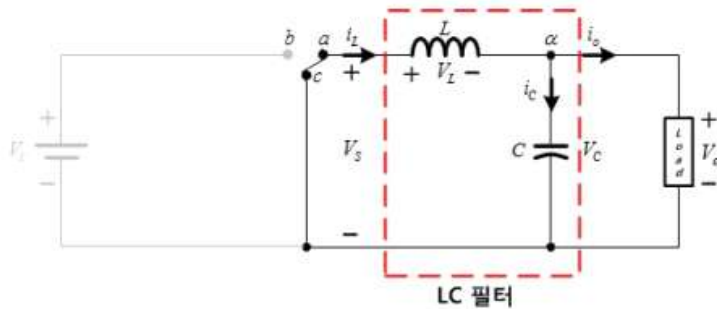


Fig 2-17. Primary Circuit of Buck Converter

Fig. 2-18은 Buck-converter의 개폐기의 ON-OFF 상태에 대한 등가회로를 나타낸다. Fig. 2-18(a)을 보면, 개폐기 a와 b가 통전이 되고 입력전압 V_i 는 부하에 전달된다. 출력 Capacitor C는 충전이 되고, 인덕터 L은 전류가 증가하며 Energy를 저장한다. Fig. 2-18(b)는 개폐기 a와 c가 통전이 되고 입력전압은 부하로 전달되지 않는다. C는 방전하기 시작하며, L의 전류는 감소한다[34].



(a) Switch S On ($0 \leq t < DT$)



(b) Switch S Off ($0 \leq t < DT$)

Fig 2-18. Equivalent Circuit of the Buck Converter

스위치가 주기 T , 듀티비 D 로 스위칭 될 때, 인덕터 전류 i_L 과 인덕터 전압 v_L 은 Fig. 2-19와 같다. Buck-converter 회로에서 입·출력 전압 관계를 알아보기 위해 Volt · sec 평형 조건을 적용하여 해석하였다. Fig. 2-18와 같이 스위치가 ON 이 될 경우 인덕터 전압 v_L 은 $V_i - V_o$ 가 되고, OFF일 때는 $-V_o$ 가 된다. 여기서 출력 전압의 리플은 이상적인 상태로 리플이 거의 없다고 가정한다. Volt · sec 평형 조건을 적용하여 입력과 출력 관계식으로 나타내면 다음과 같다[35].

$$(V_i - V_o) = V_o + (1 - D) \tag{2.21}$$

식 (2.21)은 Fig. 2-19의 인덕터 전압 v_L 은 한 주기 동안 전압의 합이 일치함을 나타낸다. 따라서 식 (2-21)으로부터 출력 전압에 V_o 대하여 정리하면 다음과 같다. 식 (2-22)의 결과는 앞단의 필터 전압 v_s 의 직류 성분으로 출력 전압을 구할 수 있다[36].

$$V_o = DV_i \tag{2.22}$$

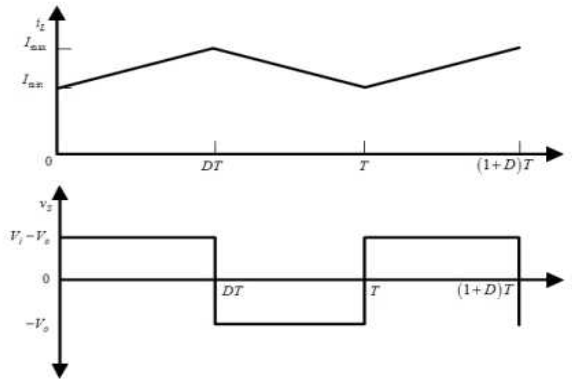


Fig 2-19. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck Converter

3. 부스트-컨버터

Boost Converter도 Buck-Converter와 유사한 원리로 스위치의 ON·OFF에 의해 출력 전압을 제어한다. Fig. 2-20은 반도체 소자인 전력용 스위치 S와 다이오드 D를 사용한 Boost형의 DC-DC Converter에 대한 전력 회로를 나타낸다.

Boost Converter에서 인덕터 L과 커패시터 C가 이상적으로 아주 크다고 가정하면, 인덕터 L에는 일정한 전류가 흐르고 커패시터 C 양단에는 일정한 전압이 걸린다. Fig. 2-20의 회로에서 스위치 S의 ON·OFF 동작에 따른 Converter의 등가 회로를 Fig. 2-21에서 나타내었으며, Fig. 2-21(a)는 S가 ON되는 지점에 대한 등가 회로를, Fig. 2-21(b)는 S가 OFF되고, 다이오드 D가 ON되는 지점에 대한 등가 회로를 나타낸다. Fig. 2-21과 같이 S가 듀티비 D로 스위칭 될 때, Converter의 인덕터 전류와 전압 파형은 Fig. 2-22과 같다. 스위치 S의 스위칭 주기 T가 일정하면, Converter의 스위칭 주파수는 f_s ($1/T$)가 된다. 이 때, 스위칭 주기 T에 대해 S가 듀티비 D로 동작하면, S가 ON되는 지점은 DT이며 S가 OFF되는 지점은 나머지 $(1-D)T$ 이다. Fig. 2-21에서 S가 ON되면, S의 전압 v_s 는 영(zero)이 된다. 따라서 인덕터 L에는 입력전압 V_i 가 걸리며, 다이오드 D에는 출력 전압 v_o 가 걸린다[37].

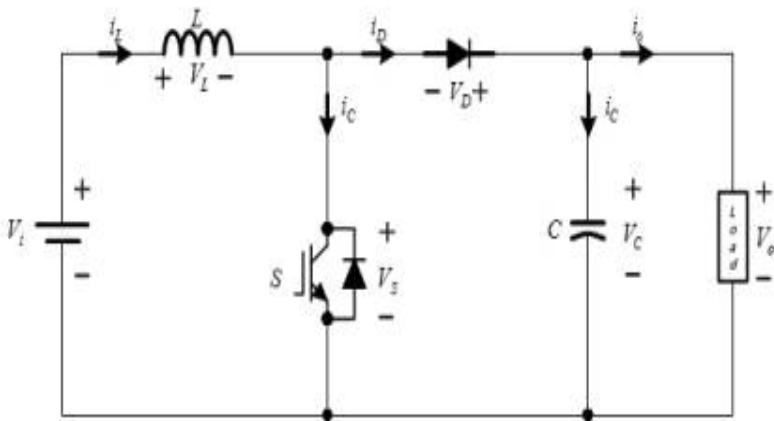
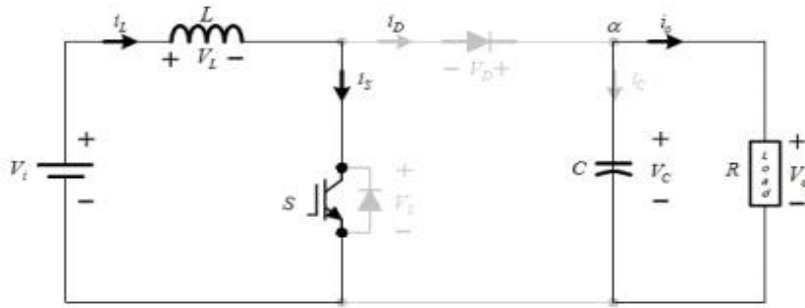
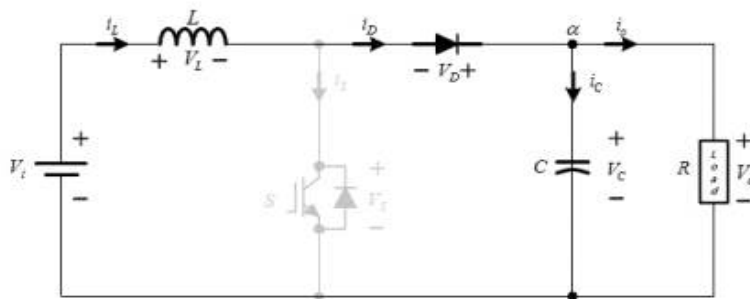


Fig 2-20. Primary Circuit of Boost Converter



(a) Switch S On ($0 \leq t < DT$)



(b) Switch S Off ($DT \leq t < T$)

Fig 2-21. The Equivalent Circuit of the Boost Converter

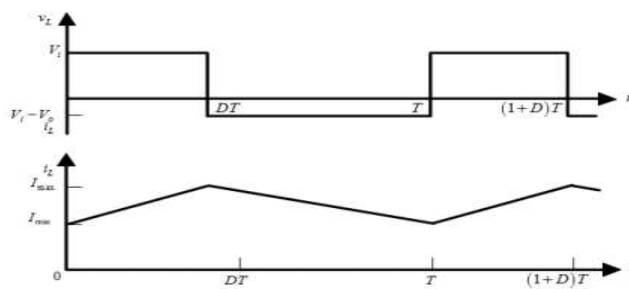


Fig 2-22. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Boost Converter

S가 OFF되면 인덕터 전류 i_L 은 다이오드 D를 통해서 출력단으로 전달되며 다이오드 D의 전압 v_D 는 “0” S의 전압 v_s 는 출력 전압인 v_o 가 된다[38].

필터가 완벽할 경우 출력 전압의 리플 성분(ripple components)은 무시할 수 있고. 출력 전압의 평균값을 V_o 라고 하였을 때, Volt · sec 평형 조건을 적용하여 구한 인덕터 전압 v_L 의 파형은 Fig. 2-22와 같고, 인덕터 전압 v_L 의 평균값 V_L 은 식 (2.23)와 같다.

$$V_L = V_i \cdot DT + (V_i - V_o) \cdot (1 - D)T = DV_i \quad (2.23)$$

정상 상태에서 인덕터 전압 v_L 의 평균은 “0”이 되어야 한다.

만약 인덕터 전압의 평균 전압이 “0”이 되지 않으면, 인덕터 전류 i_L 은 계속 상승하거나 하강하여 System의 출력이 발산하거나 불연속 전류 Mode로 동작을 하게 된다. 따라서, 인덕터 전압 한 주기 동안의 평균 V_L 은 영(zero)이 되며, 식 (2.24)을 정리하면 출력 전압 V_o 는 다음과 같다.

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D} \quad (2.24)$$

식 (2.24)에서 D는 항상 1보다 작은 값을 갖고 출력 전압은 항상 입력 전압보다 큰 값으로 나타난다.

4. 벡-부스트 컨버터(Buck-Boost Converter)

Buck-Boost Converter도 Buck Converter와 비슷한 원리로 스위치 ON·OFF에 의해 출력 전압을 콘트롤한다. Fig. 2-23는 스위치로 반도체 소자인 전력용 스위치 S와 Diode D를 사용한 Buck-Boost형 DC-DC Converter의 전력 회로를 나타낸다. Fig. 2-24에서 S가 ON되는 지점 동안 S의 전류 i_s 는 Inductor 전류 i_L 과 같으며, S의 전압 v_s 는 “0”이 된다. Inductor 전압 v_L 은 V_i 가 되며, Diode 전압 v_D 는 $V_i + v_0$ 가 된다. S가 OFF되면 Inductor 전류 i_L 은 Diode D를 통해서 출력측에 전달되므로 Diode v_D 전압 는 “0”이 되며, S의 전압 v_s 는 입력전압과 출력 전압의 합인 $V_i + v_0$ 가 된다. Fig. 2-25는 Inductor 전류와 전압의 파형이다. 출력 전압 v_0 는 일정하므로, 인덕터 전압 v_L 은 Fig. 2-25에서 Inductor 전압 v_L 의 평균값 V_L 을 구하면 다음과 같다[39].

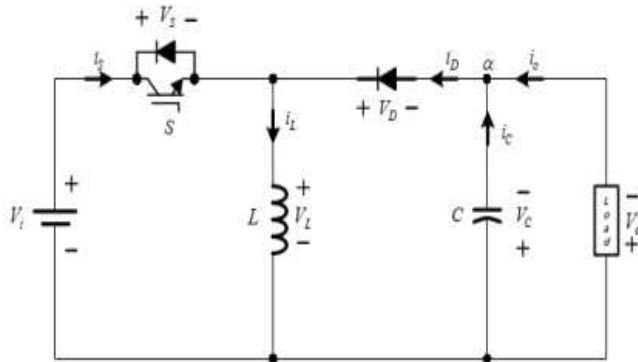
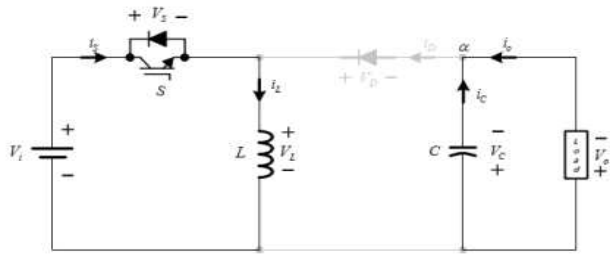
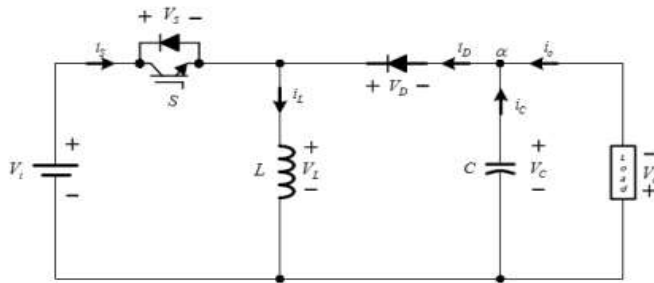


Fig 2-23. Primary Circuit of Buck-Boost Converter



(a) Switch S On ($0 \leq t < DT$)



(b) Switch S Off ($DT \leq t < T$)

Fig 2-24. The Equivalent Circuit of the Buck-Boost Converter

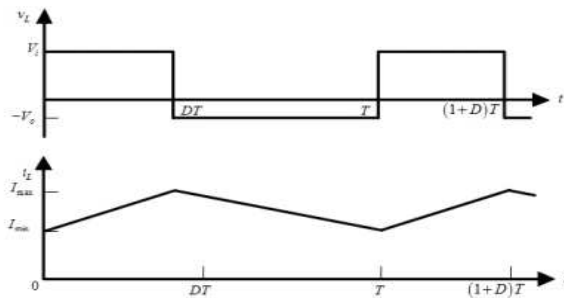


Fig 2-25. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck-Boost Converter

$$V_L = V_i \cdot DT + (-V_o) \cdot (1-D)T \quad (2.25)$$

정상 상태에서 Inductor의 평균 전압 V_L 은 “0”이므로, 식 (2.25)을 V_o 에 대하여 정리하면 식 (2.26)과 같다.

$$V_o = -\left(\frac{D}{1-D}\right)V_i \quad (2.26)$$

식 (2.26)으로부터 $D < 0.5$ 의 범위에서는 $V_o < V_i$ 가 되고, $D > 0.5$ 의 범위에서는 $V_o > V_i$ 임을 확인할 수 있다[7].

Ⅲ. 충방전 DC-DC 컨버터

A. DC-DC Converter 설계

1. Buck-Boost Converter

a. 제안된 Buck-Boost 컨버터의 구성

제안된 Buck-Boost Converter는 인덕터를 병렬로 연결하여 Buck-Converter와 Boost-Converter의 기능을 수행할 경우 2배의 전류를 흘릴 수 있도록 만들어진 구조이다. Fig. 3-1은 제안된 Buck-Boost Converter를 나타낸다, DC 입력 전압원 V_i 제어를 위한 IGBT 스위치 S_U, S_D IGBT 환류 다이오드 D_1, S_D IGBT 환류 다이오드 D_2 인덕터 L , 커패시터 C , 부하저항 R 로 이루어져 있다[40].

제안된 Buck-Boost Converter는 IGBT 스위치 S_D 를 OFF한 상태에서 IGBT 스위치 S_U 가 스위칭 동작을 하면, 다이오드 D_1 을 이용하여 듀티비 D Buck에 대한 벽 Converter로 동작을 한다.

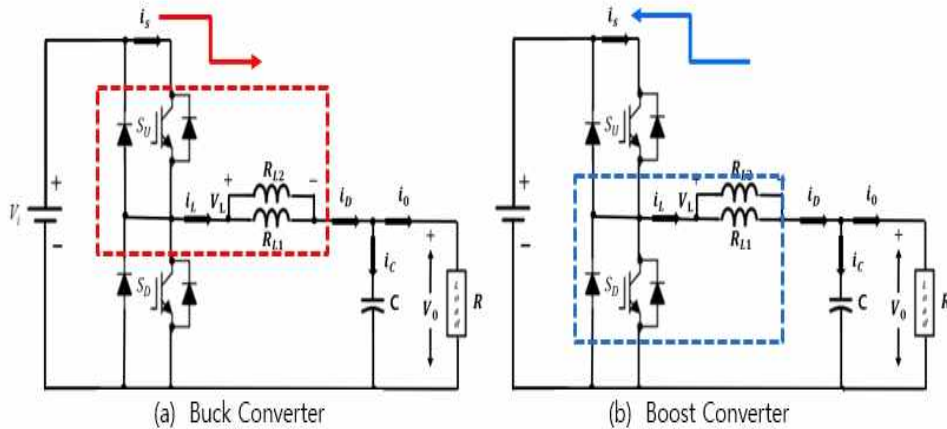


Fig 3-1. The Proposed Buck-Boost Converter

IGBT 스위치 S_U 가 ON이 된 상태에서 IGBT 스위치 S_D 를 스위칭 동작을 시키면, 듀티비 D Boost에 대한 Buck-Boost로 동작을 하게 된다. 그리고 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 를 동시에 스위칭 제어하면 듀티비 D Buck과 D Boost를 갖는 Buck-Boost 컨버터로 동작을 하게 된다. 따라서, 제안된 Buck-Boost 컨버터는 기존의 Buck-Boost와 동일한 전압 가변 범위를 가지게 되며, 구조적인 특징에 의해 스위칭 주파수 f_{sw} 에 비해 인덕터 전류 리플 주파수가 2배인 $2f_{sw}$ 가 된다. 이러한 특징은 인덕터의 주파수가 기존의 Buck-Boost 컨버터의 인덕터에 비해 2개의 주파수가 되기 때문에 인덕터의 인덕턴스와 전류 리플, 부피를 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 또한, 본 논문에서 제안하는 스위칭 패턴은 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 를 제어함으로써 급격한 부하변동에도 안정적인 전력이 출력된다.

IGBT 스위치 S_U 는 인덕터에 흐르는 전류를 I_{max} 로 일정하게 유지하도록 제어되고, IGBT 스위치 S_D 는 일정한 출력 전압 얻을 수 있도록 제어한다. 따라서, 출력단이 펄스 전류원이 되므로 급격한 부하변동에 대하여 안정된 전원단의 출력을 얻을 수 있으며, 커패시터 전류 i_c 의 오버슈트의 리플이 작아져 콘덴서 C 의 용량을 줄일 수 있다.

b. 제안된 Buck-Boost 컨버터의 동작원리

제안된 DC-DC 컨버터는 IGBT 스위치 S_U S_D 의 ON·OFF 동작에 대하여 4가지 모드로 동작회로를 그릴 수가 있다.

Fig. 3-2의 (a) 모드 1은 IGBT 스위치 S_U 가 ON, S_D 가 OFF가 되었을 때의 동작회로이다. 다이오드 D_2 는 순방향 바이어스가 되고, 입력전류 i_s 는 다이오드 D_2 를 통하여 부하에 에너지를 전달한다. 인덕터 전류는 입력전압과 출력전압의 크기에 의해 제어된다. 출력전압이 입력전압보다 작으면 인덕터의 전류 i_L 은 증가하고, 출력전압이 입력전압 보다 크면 감소하게 되며, 출력전압과 입력전압이 동일하면 일정하게 흐르는 특성을 가지고 있다.

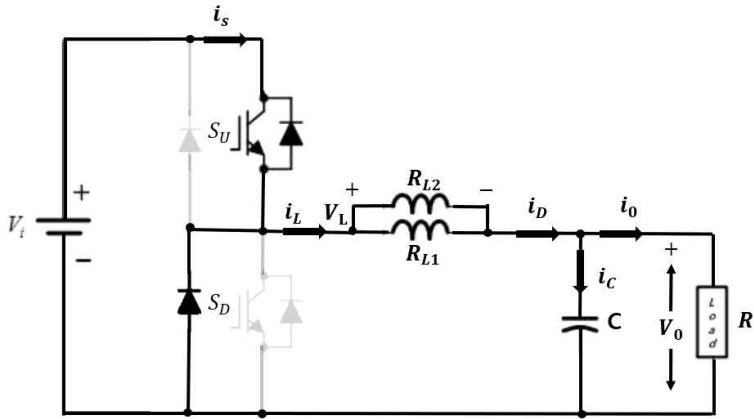
Fig. 3-2의 (b) 모드 2에서는 IGBT 스위치 S_U 가 ON, S_D 가 ON이 되면 나타내고 있다.

다이오드 D_1 과 D_2 로 역방향 바이어스가 되어 입력 전류는 i_s 는 부하로 에너지를 전달하지 못하게 된다. 이 때, 인덕터에 에너지를 저장하게 되고 인덕터 전류 i_L 은 일정한 기울기로 증가하며, 커패시터 C에 저장된 에너지가 부하에 전달된다.

Fig. 3-2의 (c)의 모드 3은 IGBT 스위치 S_U 가 OFF, S_D 가 ON이 되었을 때의 등가회로이다. 다이오드 D_1 이 순방향 바이어스가 되어 Wheeling 모드가 되며, 이 때 인덕터 전류 i_L 은 I_{max} 로 변화하지 않고 일정하게 흐르게 되고 커패시터 C에 저장된 에너지가 부하에 전달된다.

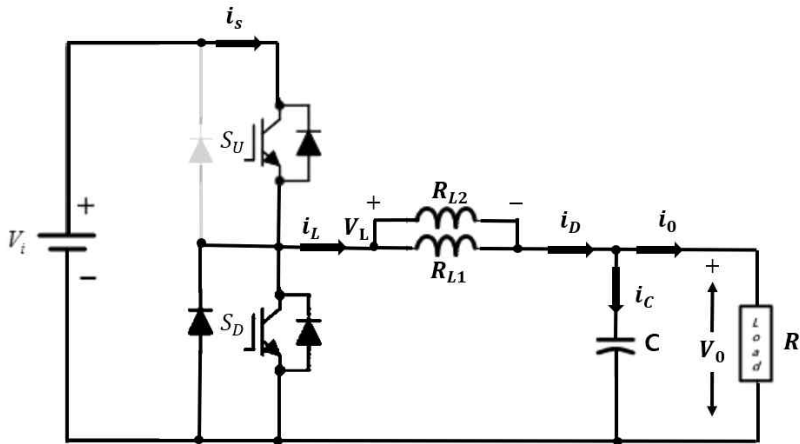
Fig. 3-2의 (d)의 모드 4에서는 IGBT 스위치 S_U 가 OFF, S_D 가 OFF이 되며 등가회로는 Fig. 3-5와 같다. 다이오드 D_1 과 D_2 는 순방향 바이어스가 되어 인덕터 L에 저장된 인덕터 전류 i_L 은 부하로 에너지를 전달되고 인덕터 전류 i_L 은 일정한 기울기로 감소하게 된다.

MODE 1 - S_U : On, S_D : Off



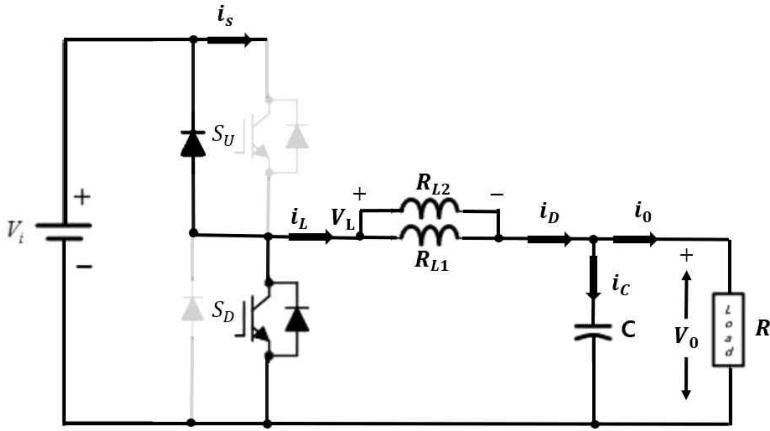
(a) MODE 1 : Switch S_U -On, S_D -Off

MODE 2 - S_U : On, S_D : On



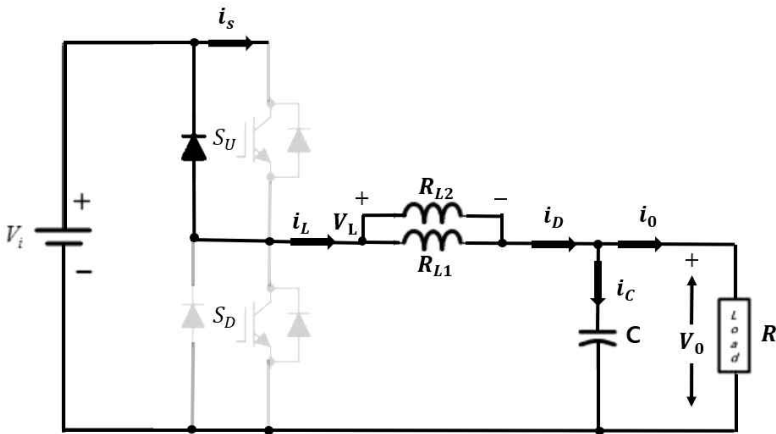
(b) MODE 2 : Switch S_U -On, S_D -On

MODE 3 - S_U : Off, S_D : On



(c) MODE 3 : Switch S_U -Off, S_D -On

MODE 4 - S_U : Off, S_D : Off



(d) MODE 4 : Switch S_U -Off, S_D -Off

Fig. 3-2. Principle of Operation by Mode

c. 정상상태 해석

제안된 DC-DC 컨버터에서 인덕터 L과 커패시터 C가 이상적으로 매우 크다고 가정하면, 정상 상태에서 인덕터 L에는 일정한 전류가 흐르고 커패시터 C 양단에는 일정한 전압이 걸리게 된다. 그러나 실제의 경우 내부 기생 성분과 외부의 요인에 의하여 인덕터 L과 커패시터 C는 이상적이지 않기 때문에 인덕터 전류 i_L 이나 출력 전압 V_o 에는 리플 성분이 포함된다. 제안된 DC-DC 컨버터 정상 상태 해석을 위해서, 인덕터와 커패시터는 이상적이라 가정하고, 리플 성분을 포함한 인덕터 전류 i_L 을 구하고, 인덕터 전류 i_L 의 리플 성분에 의한 출력 전압 V_o 에 대한 정상 상태 해석을 하였다. 제안된 회로에서 Fig. 3-2의 스위치 S_U : ON, S_D : OFF 될 때, 출력 전압과 입력전압이 동일하여 인덕터 전류 i_L 은 증가 또는 감소하지 않고 일정하게 흐른다고 가정하였다. IGBT 스위치 S_U 과 S_D 의 동작에 대한 컨버터가 듀티비 D_1 과 D_2 로 스위칭 될 때, 입력전류 i_s , 인덕터 전류 i_L , 다이오드 도통 전류 i_{D_1} 과 i_{D_2} , 인덕터 전압 V_L 의 파형은 Fig. 3-3과 같다. IGBT 스위치 주기는 두 개의 IGBT 스위치 스위칭 주파수가 동일하다고 가정하였을 때, T_1 과 T_2 , 듀티비와 D_1 과 D_2 로 스위칭 되면 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 의 ON·OFF에 따라 인덕터 전류 i_L 의 파형은 Fig. 3-3과 같다. IGBT 스위치 ON·OFF되는 각각의 구간에 대하여 정상 상태에서 인덕터 전류 i_L 을 해석하면 다음과 같다.

(1) 전류 상승구간

Fig. 3-2에서 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 가 ON일 때, 인덕터 전류 i_L 과 인덕터 전압 V_L 의 관계는 다음과 같다.

$$V_L = V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

컨버터의 스위칭 주기가 T일 때, IGBT 스위치 S_U 와 S_D 가 ON되는 구간 동안,

컨버터 등가회로의 인덕터 전압 V_L 은 입력전압 V_i 와 같으므로, 식 (3.1)에서 인덕터 전압 V_L 에 입력전압 V_i 를 대입하면 인덕터 전류 i_L 의 기울기는 식(3.2)과 같이 구해진다.

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (3.2)$$

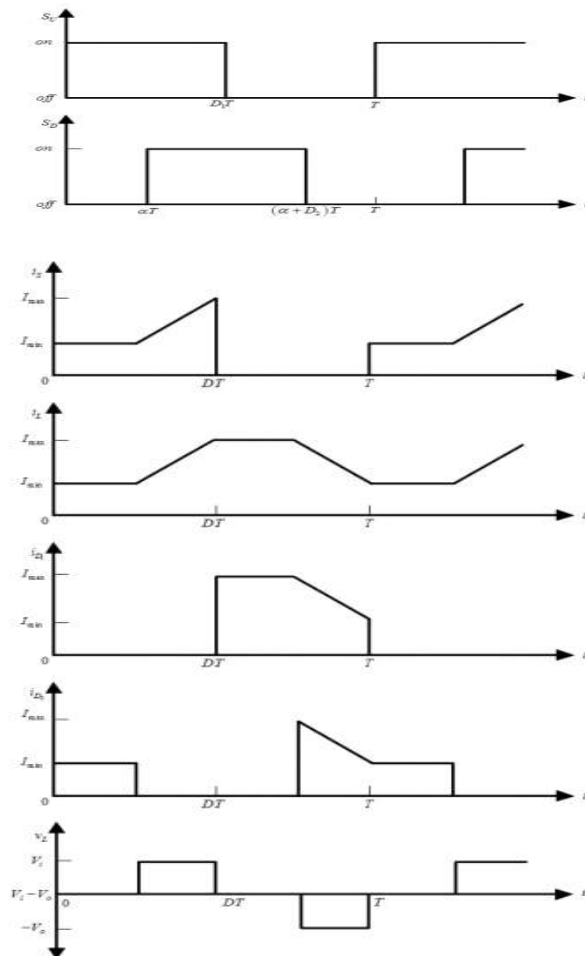


Fig 3-3. Waveform of Each Part of the Proposed DC-DC Converter

식 (3.2)의 인덕터 전류 i_L 은 Fig. 3-2(a)와 같이 IGBT 스위치 S_U 가 ON, S_D 가 OFF상태에서 최소값 I_{\min} 이 되며, 인덕터의 전류는 식 (3.2)과 같은 기울기로 증가한다. 그리고 IGBT 스위치 S_U 가 OFF, S_D 가 ON상태가 되면 최대인 I_{\max} 로 증가한다. 식 (3.2)에서 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 가 ON이 되는 구간 동안 인덕터 전류 i_L 의 상승분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_L}{D_1 T - \alpha T} = \frac{\Delta i_L}{(D_1 T - \alpha) T} = \frac{V_i}{L} \\
 \Delta i_L &= \frac{V_i}{L} (D_1 - \alpha) T
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

식 (3.3)에서 인덕터 전류 i_L 의 상승분 Δi_L 는 $I_{\max} - I_{\min}$ 과 같으므로, 대입하여 식을 정리하면 다음과 같다.

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i}{L} (D_1 - \alpha) T \tag{3.4}$$

(2) 전류 하강 구간

Fig. 3-2(d)에서 IGBT 스위치 S_U 와 S_D 가 OFF가 되는 구간 동안 인덕터 전압 v_L 은 다음과 같다.

$$v_L = v_0 \tag{3.5}$$

인덕터 전류 i_L 과 인덕터 전압 v_L 의 관계는 식 (3.1)과 식 (3.5)에서 인덕터 전류 i_L 의 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_0}{L} v_L = v_0 \quad (3.6)$$

정상 상태에서 출력 전압 V_0 는 항상 “0”보다 크므로 식 (3.6)의 기울기는 음(negative)이 된다. 따라서 인덕터 전류 i_L 은 IGBT 스위치 S_U 는 OFF, S_U 는 ON 되는 구간에서 최대인 I_{\max} 가 되며, 이후 식 (3.6)의 기울기로 감소하여 스위치 S_U 는 ON, S_U 는 OFF 되는 구간에는 최소값인 I_{\min} 이 된다.

식 (3.6)에서 출력 전압 V_0 리플 성분이 커패시터 C에 의해서 제거되는 경우, 출력 전압 V_0 는 일정한 직류 전압 V_0 가 된다. 따라서, 인덕터 전류 i_L 의 감소분은 식 (3.7)와 같다.

$$\begin{aligned}
 I_{\max} - I_{\min} &= \frac{-V_0[1-(\alpha + D_2)]T}{L} \\
 &= \frac{-V_0}{L}[1-(\alpha + D_2)]T
 \end{aligned} \quad (3.7)$$

(3) 출력 전압

정상 상태 동작에서 한 주기 동안 인덕터 전류의 변화량은 “0”이므로, 인덕터 전류 i_L 의 상승과 하강에 대한 식 (3.4)과 식 (3.7)을 더하여 다음과 같이 출력전압의 평균값 V_0 에 대한 관계식을 구할 수 있다.

$$V_0 = \frac{V_i}{L}(D_1 - \alpha)T = \frac{V_0}{L}[1-(\alpha - D_2)]T = 0 \quad (3.8)$$

식 (3.8)을 V_0 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$V_o = \frac{(D_1 - \alpha)}{[1 - (\alpha + D_2)]} V_i = \frac{D_1}{1 - D_2} V_i \quad (3.9)$$

식 (3.9)의 결과, 제안된 DC-DC 컨버터는 듀티비 D_1 과 D_2 에 의해 승압과 강압이 되는 구조이고, 기존 벡-부스트 컨버터의 출력 전압은 식 (2.26)에서 알 수 있듯이 입력전압에 대한 출력 전압의 극성이 반대로 나타난다. 그러나 제안된 DC-DC 컨버터는 출력 전압의 극성이 바뀌지 않으며 연속적인 출력전류를 갖는 특성이 있다. 따라서 시스템의 내압을 줄일 수 있는 장점이 있다.

전체 시스템은 입력과 출력이 순방향일 때는 PV Array에서 발생하는 전압이 벡 부스터 컨버터에 의해 배터리를 충전하는 시스템이 구성되고 입력과 출력이 역방향일 경우는 부스트 동작으로 승압 된 전압을 입력으로 전달할 수 있도록 설계하였다. 벡 동작은 강압을 이용한 것으로 배터리 충전으로 위해 IGBT를 스위칭으로 설계할 수 있으며, 부스터 동작은 승압하기 위해 배터리에 저장된 전기를 입력 단자로 전달된다.

양방향 DC-DC 컨버터는 전력의 양방향 전달이 쉽도록 MOSFET 또는 역 병렬 다이오드와 결합된 Insulated Gate Bipolar Transistor(IGBT) 그리고 필터 소자 등으로 구성된다. 양방향 DC-DC 컨버터가 승압, 강압이 적용될 때는 배터리 충·방 전기의 역할을 수행한다.

2. 배터리 충전 DC-DC Converter

Fig. 3-4는 buck 컨버터 배터리 충전 컨버터의 등가회로이다. PV Panels에서 발생된 전압이 DC-DC buck 컨버터에 의해 배터리에 충전되는 형태이다. 강압(Step-down)형 컨버터는 출력 전압의 크기가 입력되는 전압의 크기보다 작은 컨버터를 의미한다. 비 절연형 컨버터로 buck-컨버터(Buck-converter)가 있으며, Fig. 3-4는 배터리 충전이 가능한 buck-컨버터의 기본 구성을 나타낸다.

DC 입력 전압 소스 V_i , buck 컨버터 동작은 IGBT 스위치 S_u 이다. 필터 유도성 소자 인덕터 $R_L(R_{L1}, R_{L2})$, 필터 용량성 소자 콘덴서 C 로 구성이 되어있다. buck-컨버터는 스위치가 S_u 가 ON이 되어 있는 동안 입력전원이 회로에 연결되고, S_u 가 OFF되어있는 동안 연결이 끊어지고, 입력전류는 불연속 전류가 된다. 출력전압은 스위치의 주기적인 동작에 따른 평균전압이 DV_i 인 직류성분이 생성되고 이 때 구형파에는 교류성분이 포함되어 있다. DC-DC 컨버터를 사용하는 경우는, 보편적으로 부하에 사용하는 전원은 직류전원이다. buck-컨버터에서의 R_L 과 C 는 출력전원의 직류성분에 포함되어 있는 교류성분을 제거하는 역할을 하는 필터의 역할도

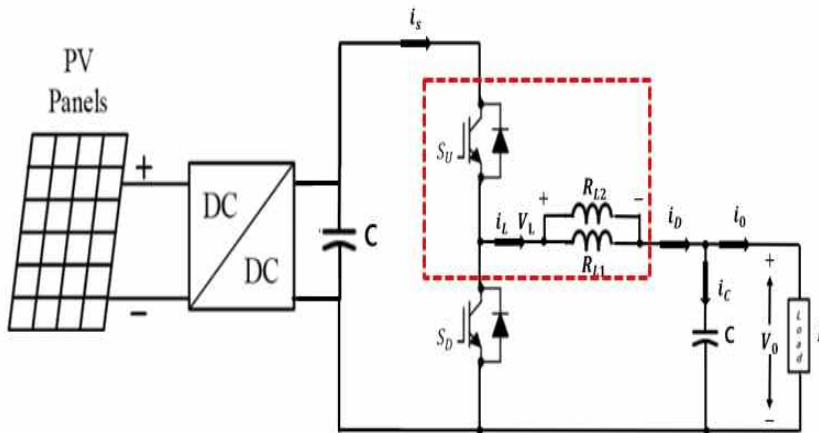
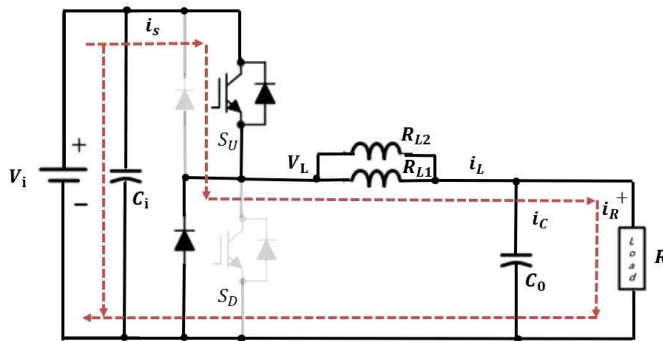


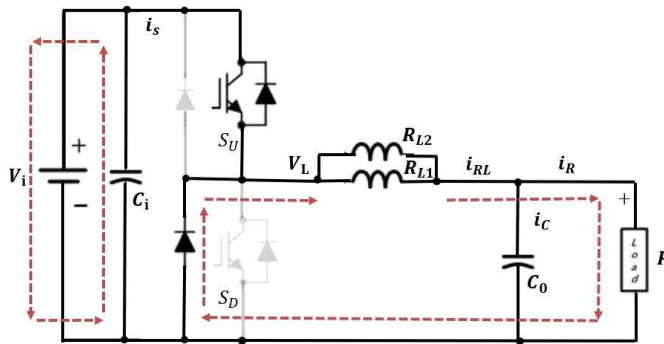
Fig. 3-4. Buck DC-DC Converter for MPPT

수행하고 만약, 필터가 이상적이라 가정했을 때 V_i 교류 성분을 제거할 수 있다. 출력 전압 V_o 는 필터 전단의 직류 전압 성분 V_o 와 같은 직류 성분 DV_i 가 된다.

Fig. 3-5는 벡-컨버터의 스위치의 ON-OFF 상태에 대하여 등가회로를 나타낸다. Fig. 3-5의 (a)에서 Switch S_u On이 되면 입력전압 V_i 는 부하에 전달된다. 출력에 연결된 콘덴서 C 는 충전이 되고, 인덕터 R_L 은 전류가 증가하며 에너지를 저장한다. Fig. 3-5의 (b)에서 Switch S_u Off가 되면 입력전압은 부하로 전달되지 않는다. 콘덴서 C 는 방전을 하기 시작하며, R_L 의 전류는 감소한다.



(a) Switch S_u On ($0 \leq t < DT$)



(b) Switch S_u Off ($0 \leq t < DT$)

Fig 3-5. Equivalent Circuit of the Buck Converter

스위치가 주기 T , 듀티비 D 로 스위칭 될 때, 인덕터 전류 i_L 과 인덕터 전압 v_L 은 Fig. 3-6과 같다. 벡 컨버터 회로에서 입·출력 전압 관계를 알아보기 위해 Volt · sec 평형 조건을 적용하여 해석하였다.

Fig. 3-5(a)과 같이 스위치가 ON일 때, 인덕터 전압 v_L 은 $V_i - V_o$ 가 되고, OFF 일 때는 $-V_o$ 가 된다. 여기서 출력 전압의 리플은 이상적인 상태로 리플이 매우 작아 없다고 가정한다. Volt · sec 평형 조건을 적용하여 입·출력 관계식으로 나타내면 다음과 같다.

$$(V_i - V_o) = V_o + (1 - D) \quad (3.10)$$

식 (3.11)은 Fig. 3-6의 인덕터 전압 v_L 은 한 주기 동안 전압의 합이 서로 동일함을 나타낸다. 따라서 식 (3-10)에 대입하면 출력 전압에 V_o 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$V_o = DV_i \quad (3.11)$$

식 (3-11)의 결과는 필터 앞단의 전압 V_L 의 직류 성분 값으로 출력 전압을 구할 수 있다. Switch S_u On이 되면 인덕터 전압 $V_L = (V_i - V_o)$ 이므로 인덕터 전류 i_L 는 선형으로 증가하고 식 (3.12)와 같이 구할 수 있다.

$$I_L = \frac{(V_i - V_o)}{R_L} \quad (3.12)$$

Switch S_u OFF이 되면 인덕터에 필터링 되어 기울기는 서서히 감소한다. 이때 전압 $V_L = -V_o$ 이므로 인덕터 전류 i_L 는 선형으로 감소하고 식 (3.13)과 같이 구할 수 있다.

$$I_L = \frac{-V_o}{R_L} \quad (3.13)$$

출력전류 I_o 와 인덕터에 흐르는 부하 전류 I_L 같으므로 식 (3.14)로 계산된다.

$$I_L = I_o = I_{pp}^* \pm \frac{1}{2} \Delta I_{L1} \quad (3.14)$$

여기서, I_{pp}^* 는 충전 시 전류 파형의 기울기이고 ΔI_{L1} 는 리플 전류를 나타낸다.

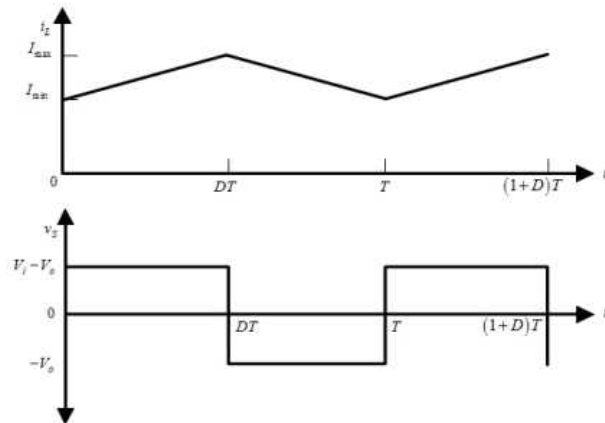


Fig 3-6. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Buck Converter

3. 배터리 방전 DC-DC Converter

Fig. 3-7은 부스터 컨버터로 배터리 방전 DC-DC 컨버터의 등가회로이다. 부하에 충전되어있는 전압이 DC-DC 부스터 컨버터에 의해 배터리가 방전되는 형태이다. 부스트 컨버터도 벡-컨버터와 유사한 원리로 스위치의 ON·OFF에 의해 출력 전압을 제어한다. Fig. 3-7은 DC 입력 전압 소스 V_i , 벡 컨버터의 동작은 IGBT 스위치 S_D 이다. 필터 유도성 소자 인덕터 $R_L(R_{L1}, R_{L2})$, 필터 용량성 소자 콘덴서 C 로 구성이 되어있다. 부스트 형의 DC-DC 컨버터에 대한 전력 회로를 나타낸다. 부스트 컨버터에서 인덕터 R_L 과 커패시터 C 가 이상적으로 매우 크다고 가정하면, 인덕터 R_L 에는 일정한 전류가 흐르게 되고 커패시터 C 양단에는 일정한 전압이 걸리게 된다.

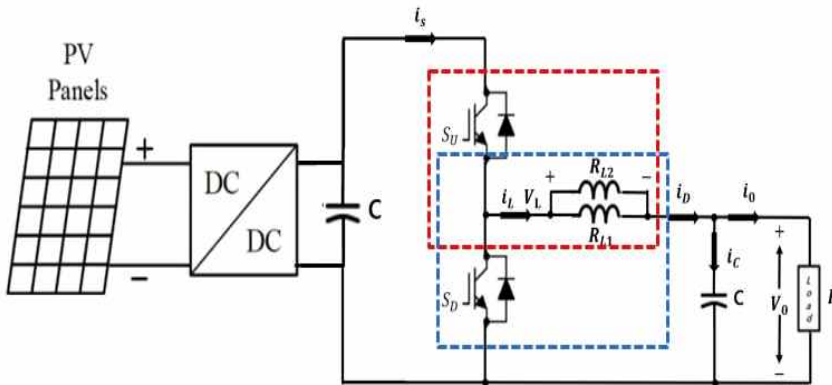
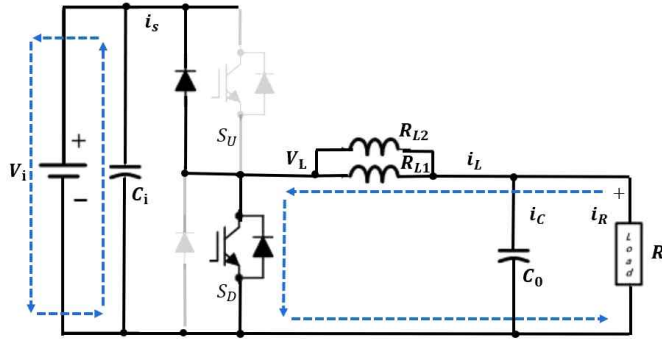
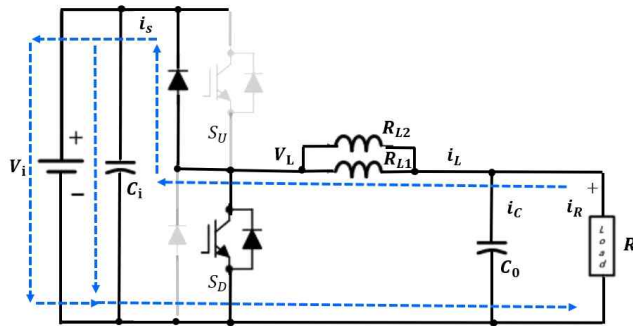


Fig. 3-7. Battery Charger-Discharger DC-DC Converter for MPPT

Fig. 3-8은 회로에서 스위치 S_D 의 ON·OFF 동작에 따른 컨버터의 등가회로를 나타내었으며, Fig. 3-8의 (a)에서 S가 ON되는 구간에 대한 등가회로를, Fig. Fig. 3-8(b)는 S_D 가 OFF되고, 다이오드 D가 ON되는 구간에 대한 등가회로를 나타낸다. Fig. 3-8과 같이 스위치 S_D 가 듀티비 D 로 스위칭 될 때, 컨버터의 인덕터 전류와 전압 파형은 Fig. 3-9와 같다.



(a) Switch S_D On ($0 \leq t < DT$)



(b) Switch S_D Off ($DT \leq t < T$)

Fig 3-8. The Equivalent Circuit of the Boost Converter

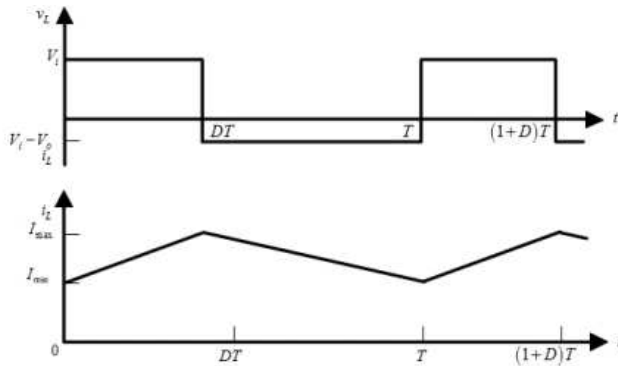


Fig 3-9. The Waveform of the Inductor Current i_L and Voltage v_L of Boost Converter

스위치 S_D 의 스위칭 주기 T 가 일정하면, 컨버터의 스위칭 주파수는 $f_s (1/T)$ 가 된다. 이 때, 스위칭 주기 T 에 대해 S_D 가 듀티비 D 로 동작하면, S_D 가 ON되는 구간은 DT 이며 S_D 가 OFF 되는 구간은 나머지 $(1-D)T$ 이다.

Fig. 3-5(a)에서 S_D 가 ON되면, S_D 의 전압 v_s 는 “0”이 된다. 따라서 인덕터 R_L 에는 입력전압 V_i 가 걸리며, 다이오드 D 에는 출력 전압 v_o 가 걸린다. S_D 가 OFF 되면 인덕터 전류 i_L 은 다이오드 D 를 통해서 출력측으로 전달되며 다이오드 D 의 전압 v_D 는 영(zero), S 의 전압 v_s 는 출력 전압인 v_o 가 된다. 필터가 이상적인 경우 출력 전압의 리플 성분(ripple components)은 무시할 수 있다. 출력 전압의 평균값을 V_o 라고 하였을 때, Volt · sec 평형 조건을 적용하여 구한 인덕터 전압 v_L 의 파형은 Fig. 3-9와 같고, 인덕터 전압 v_L 의 평균값 V_L 은 식 (3.15)와 같다.

$$V_L = V_i \times DT + (V_i - V_o) \times (1-D)T = DV_i \quad (3.15)$$

정상 상태에서 인덕터 전압 v_L 의 평균은 영(zero)이 되어야 한다. 만약 인덕터 전압의 평균 전압이 영(zero)이 되지 않으면, 인덕터 전류 i_L 은 계속 상승하거나 하강하여 시스템의 출력이 발산하거나 불연속 전류모드로 동작을 하게 된다. 따라서, 인덕터 전압의 한 주기 동안의 평균 V_L 은 영(zero)이 되며, 식 (3.16)을 정리하면 출력전압 V_o 는 다음과 같다.

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (3.16)$$

식 (3.16)에서 D 는 항상 1보다 작은 값이므로 출력 전압은 항상 입력 전압보다 높은 값으로 나타난다.

IV. 시뮬레이션

1. PV 모델링과 MPPT 제어

Fig. 4-1은 제안한 MPPT DC-DC 컨버터의 시뮬레이션 회로도이다. 500[W] DC-DC 컨버터를 설계하였고 인덕터의 RL1과 RL2의 임피던스는 300[uH]를 각각 병렬로 구성하고, 출력 커패시터 C_0 의 용량은 100[uF]로 설계하였으며 Psim 시뮬레이션 프로그램의 DLL 기능을 이용하여 PV 모델링을 구현하였다. DLL 소스는 입력전압, 입력전류, MPP 전압을 설정할 수 있도록 알고리즘을 구현하였다. IGBT 스위치 SU 스위칭 주파수는 40[MHz]이며, 출력전압을 12[V], 16[V], 20[V], 24[V]로 4[V]씩 전압을 조건을 변경하여 MPPT 제어 시뮬레이션 수행하였다. 충전용으로 사용하기 위해 IGBT 스위치 SD 는 접지에 연결하였다.

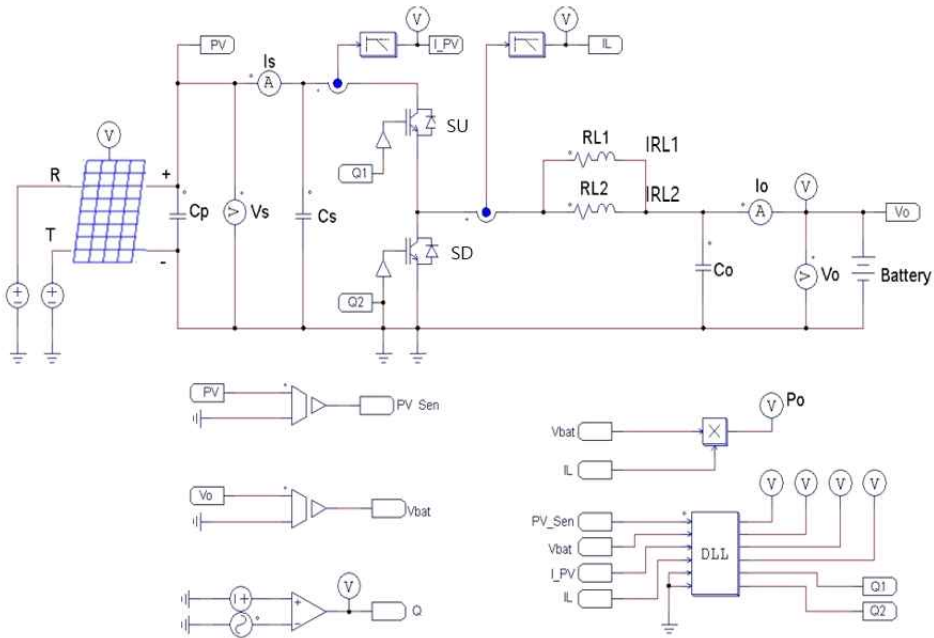


Fig 4-1. MPPT DC-DC Coverter

Fig. 4-2는 양방향 DC-DC 컨버터의 입력단에 전압을 인가하기 위한 PV 모델링에 관한 기준조건은 일사량 $1,000[W/m^2]$, 온도 $25[^\circ C]$, 셀 개수는 72개이다. $500[W]$ DC-DC 컨버터로 동작하기 위해 MPP 전압은 $62[V]$, MPP 전류는 $8.2[A]$ 로 조건으로 선정하였으며, 조건에 따른 최대 MPP 최대전력은 $627.49[W]$, 최대 전압과 최대전류는 각각 $68.34[V]$, $9.18[A]$ 이었다.

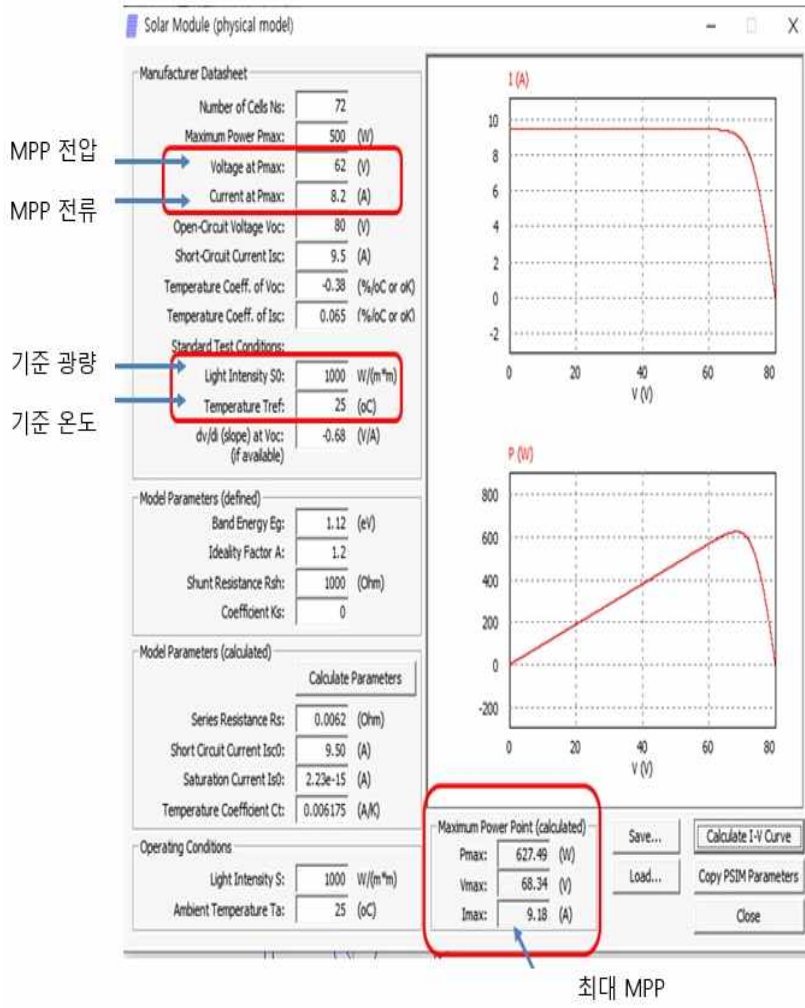
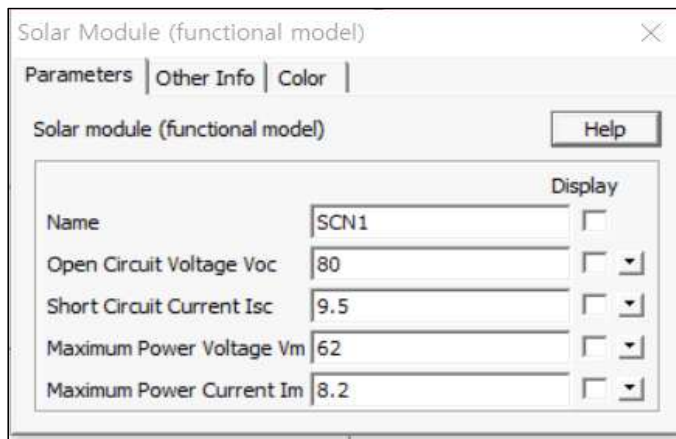


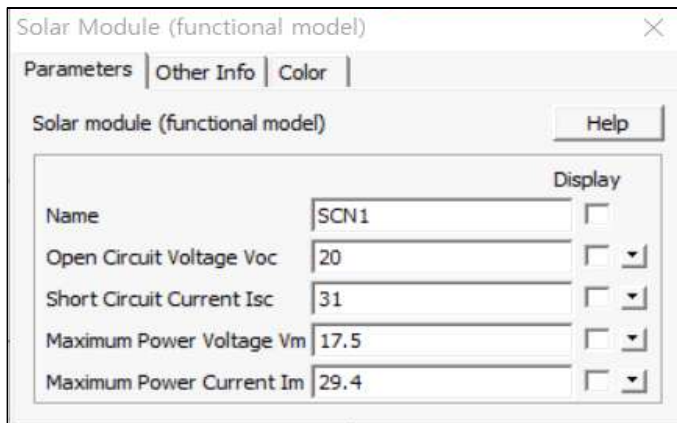
Fig 4-2. MPPT DC-DC Converter Input Power Setting

Fig. 4-3은 태양전지 Modelling을 위한 태양전지 모듈의 기능적 모델 설정을 나타내고 있다. Fig. 4-3의 (a)는 Solar module에 500[W]급 충전용 DC-DC 컨버터 제어를 위해 $V_m = 62[V]$, $I_m = 8.2[A]$ 설정하고 충전 DC-DC 컨버터의 시뮬레이션을 수행하였다.

Fig. 4-3의 (b)는 Solar module에 500[W]급 DC-DC 컨버터 MPPT 제어를 위해 $V_m = 17.5[V]$, $I_m = 29.4[A]$ 설정하고 MPPT 제어를 활용한 충전 DC-DC 컨버터의 시뮬레이션을 수행하였다.



(a) PV $V_m = 62[V]$, $I_m = 8.2[A]$



(b) PV $V_m = 17.5[V]$, $I_m = 29.4[A]$

Fig. 4-3. PV Modelling

Fig. 4-4는 Psim의 DLL 기능을 이용하여 알고리즘으로 설계하고 출력 전압, 입력전류, MPPT 출력 전압 등을 입력하여 MPPT 제어가 되도록 소스를 나타내고 있다.

```

// 출력전압 제어값 입력
float Voltage_controller(Converter *Data)
{
    Data->Vol_pi.error = Data->Vol_pi.Ref - Data->Vol_in.z; // PI Error 계산
    Data->Vol_pi.P_out = VOL_P_GAIN * Data->Vol_pi.error; // P 제어기
    Data->Vol_pi.I_delt = VOL_I_GAIN * Data->Vol_pi.error+PWM_time; // I 제어기
    Data->Vol_pi.I_sum += Data->Vol_pi.I_delt;

    if ((Data->Vol_pi.P_out) > 1.0) Data->Vol_pi.P_out = 1.0;
    if ((Data->Vol_pi.P_out) < -1.0) Data->Vol_pi.P_out = -1.0;
    if ((Data->Vol_pi.I_sum) > 1.0) Data->Vol_pi.I_sum = 1.0;
    if ((Data->Vol_pi.I_sum) < 0.0) Data->Vol_pi.I_sum = 0.0;

    Data->Vol_pi.PI_out = Data->Vol_pi.P_out + Data->Vol_pi.I_sum; // PI 제어기 출력값

    if (Data->Vol_pi.PI_out > 1.0) Data->Vol_pi.PI_out = 1.0;
    if (Data->Vol_pi.PI_out < 0.0) Data->Vol_pi.PI_out = 0.0;

    return Data->Vol_pi.PI_out; // PI 제어기 출력값 반환
}

// 출력전류 제어값 입력
float Current_controller(Converter *Data)
{
    Data->Cur_pi.error = (Data->Cur_pi.Ref - Data->Cur_out.z); // PI Error 계산
    Data->Cur_pi.P_out = CUR_P_GAIN * Data->Cur_pi.error; // P 제어기
    Data->Cur_pi.I_delt = CUR_I_GAIN * Data->Cur_pi.error+PWM_time; // I 제어기
    Data->Cur_pi.I_sum += Data->Cur_pi.I_delt;

    if ((Data->Cur_pi.P_out) > 1.0) Data->Cur_pi.P_out = 1.0;
    if ((Data->Cur_pi.P_out) < -1.0) Data->Cur_pi.P_out = -1.0;
    if ((Data->Cur_pi.I_sum) > 1.0) Data->Cur_pi.I_sum = 1.0;
    if ((Data->Cur_pi.I_sum) < 0.0) Data->Cur_pi.I_sum = 0.0;

    Data->Cur_pi.PI_out = Data->Cur_pi.P_out + Data->Cur_pi.I_sum; // PI 제어기 출력값

    if (Data->Cur_pi.PI_out > 0.99) Data->Cur_pi.PI_out = 0.99;
    if (Data->Cur_pi.PI_out < 0.0) Data->Cur_pi.PI_out = 0.0;

    return Data->Cur_pi.PI_out; // PI 제어기 출력값 반환
}

mppt_cnv.mppt.MPPT = mppt_cnv.Vol_in.z*mppt_cnv.Cur_in.z;
mppt_cnv.mppt.MPPT_SUM += (mppt_cnv.mppt.MPPT*0.1);
mppt_cnv.mppt.cnt++;
if (mppt_cnv.mppt.cnt > 7)
{
    mppt_cnv.mppt.cnt = 0;

    if (mppt_cnv.mppt.MPPT_SUM > mppt_cnv.mppt.MPPT0)
    {
        if (mppt_cnv.Vol_in.z >= mppt_cnv.Vol_in.z0) mppt_cnv.mppt.MPPT_delt = MPPT_DIFF;
        else mppt_cnv.mppt.MPPT_delt = -MPPT_DIFF;
    }
    else
    {
        if (mppt_cnv.Vol_in.z >= mppt_cnv.Vol_in.z0) mppt_cnv.mppt.MPPT_delt = -MPPT_DIFF;
        else mppt_cnv.mppt.MPPT_delt = MPPT_DIFF;
    }

    mppt_cnv.mppt.MPPT0 = mppt_cnv.mppt.MPPT_SUM;
    mppt_cnv.mppt.MPPT_SUM = 0;
    mppt_cnv.Vol_in.z0 = mppt_cnv.Vol_in.z;
    mppt_cnv.Vol_pi.Ref += mppt_cnv.mppt.MPPT_delt;
}
    
```

Fig. 4-4. Algorithm Code

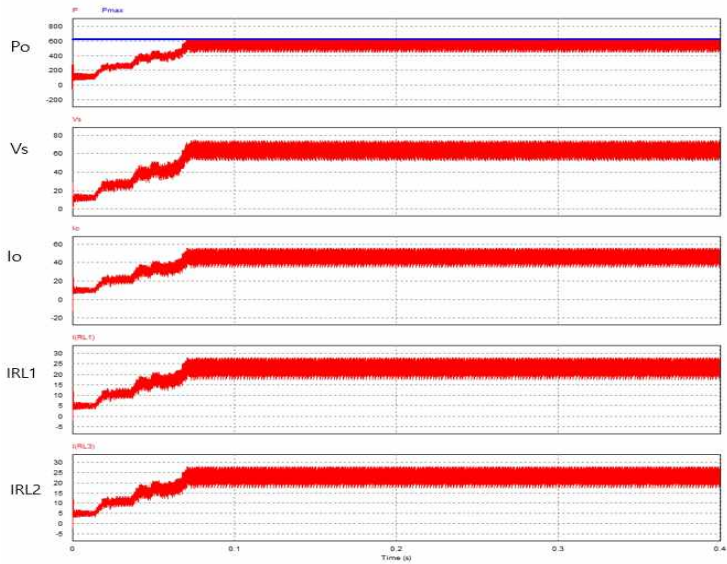
Fig. 4-5 부터 Fig. 4-8은 500[W]급 DC-DC 컨버터의 Psim DLL 알고리즘 변수에 출력전압, 입력전류, MPPT 출력전압 값을 설정하여 출력전압을 4[V] 간격으로 12[V]에서 24[V]까지 시뮬레이션을 수행하였다.

Fig. 4-5는 출력전압(V_o)이 12[V]일 경우 출력전력(P_o)는 DC-DC 컨버터의 출력전력을 나타내고 MPPT 제어로 출력전압과 전력은 500[W]급으로 동작된다. 인덕터 전류(IRL1)과 인덕터 전류(IRL2)가 더해진 출력전류(I_o)는 최소값은 7[A], 최대값은 57[A]가 되고 평균 출력전류는 32[A]이다. 출력전압은 12[V]이며 출력전력은 최소값 84[W], 최대값 684[W]가 되므로 평균 출력전력은 524[W]가 된다.

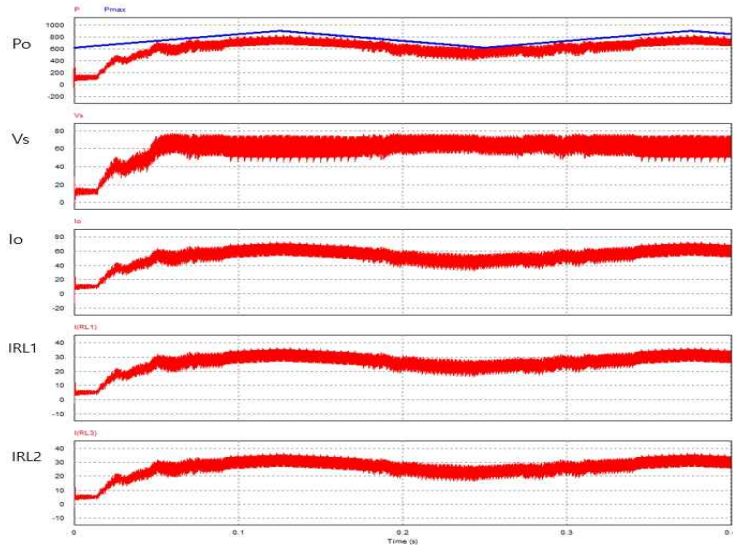
Fig. 4-6은 출력전압(V_o)이 16[V]일 경우 출력전력(P_o)는 DC-DC 컨버터의 출력전력을 나타내고 MPPT 제어로 출력전압과 전력은 500[W]급으로 동작된다. 인덕터 전류(IRL1)과 인덕터 전류(IRL2)가 합쳐진 출력전류(I_o)는 최소값은 21[A], 최대값은 45[A]가 되고 평균 출력전류는 32[A]이다. 출력전압은 16[V]이며 출력전력은 최소값 336[W], 최대값 720[W]가 되므로 평균 출력전력은 528[W]가 된다.

Fig. 4-7은 출력전압(V_o)이 20[V]일 경우 출력전력(P_o)는 DC-DC 컨버터의 출력전력을 나타내고 MPPT 제어로 출력전압과 전력은 500[W]급으로 동작된다. 인덕터 전류(IRL1)과 인덕터 전류(IRL2)가 합쳐진 출력전류(I_o)는 최소값은 15[A], 최대값은 40[A]가 되고 평균 출력전류는 27.5[A]이다. 출력전압은 20[V]이며 출력전력은 최소값 310[W], 최대값 610[W]가 되므로 평균 출력전력은 510[W]가 된다.

Fig. 4-8은 출력전압(V_o)이 24[V]일 경우 출력전력(P_o)는 PV 출력전력과 컨버터의 출력전력을 나타내고 MPPT 제어로 출력전압과 전력은 500[W]급으로 동작된다. 인덕터 전류(IRL1)과 인덕터 전류(IRL2)가 합쳐진 출력전류(I_o)는 최소값은 20[A], 최대값은 30[A]가 되고 평균 출력전류는 21[A]이다. 출력전압은 24[V]이며 출력전력은 최소값 480[W], 최대값 720[W]가 되므로 평균 출력전력은 504[W]가 된다. 출력단의 전압 12[V], 16[V], 20[V], 24[V] 4단계 출력전압 조건을 변경하여 MPPT 제어 시뮬레이션 수행하였다. 시뮬레이션 결과 MPPT 제어에 따른 출력전압이 일정하게 유지되고 출력전력은 500[W]급으로 동작함을 알 수 있었다.

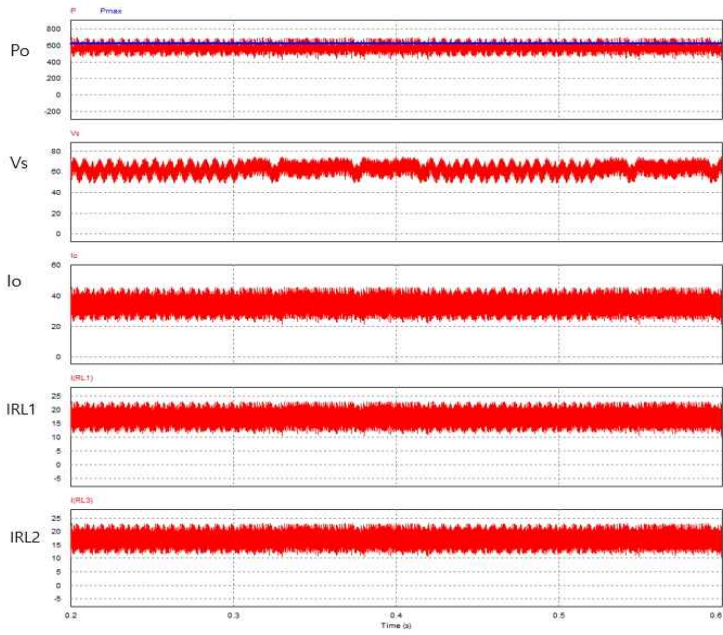


(a) MPPT Uncontrolled Simulation

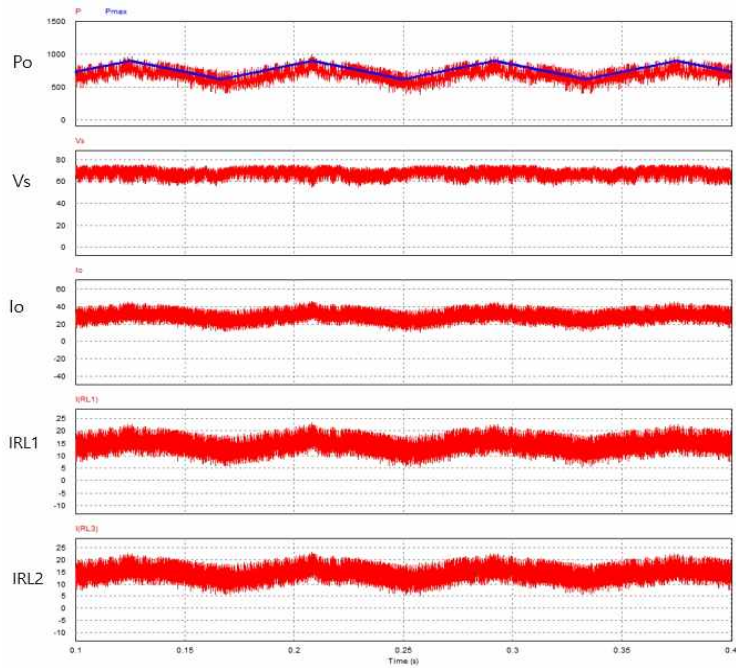


(b) MPPT Controlled Simulation

Fig. 4-5. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 12[V]

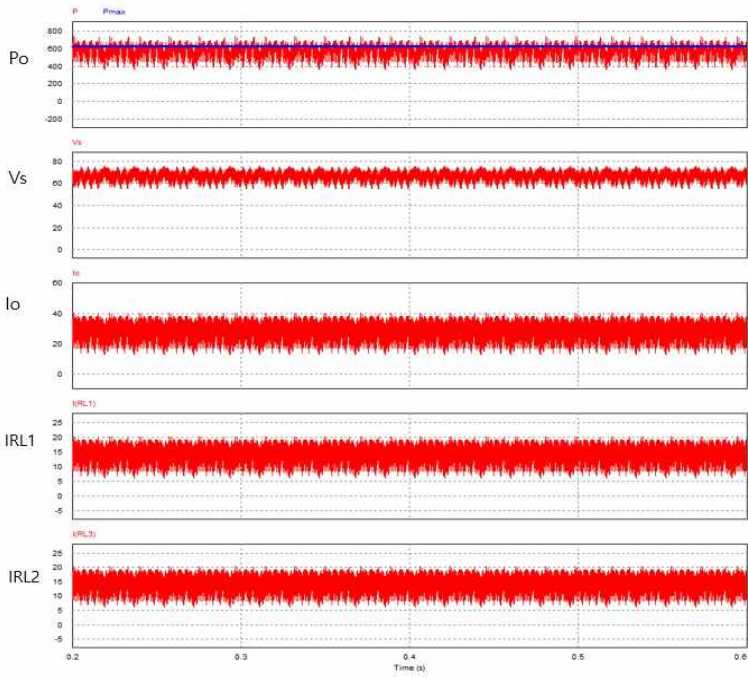


(a) MPPT Uncontrolled Simulation

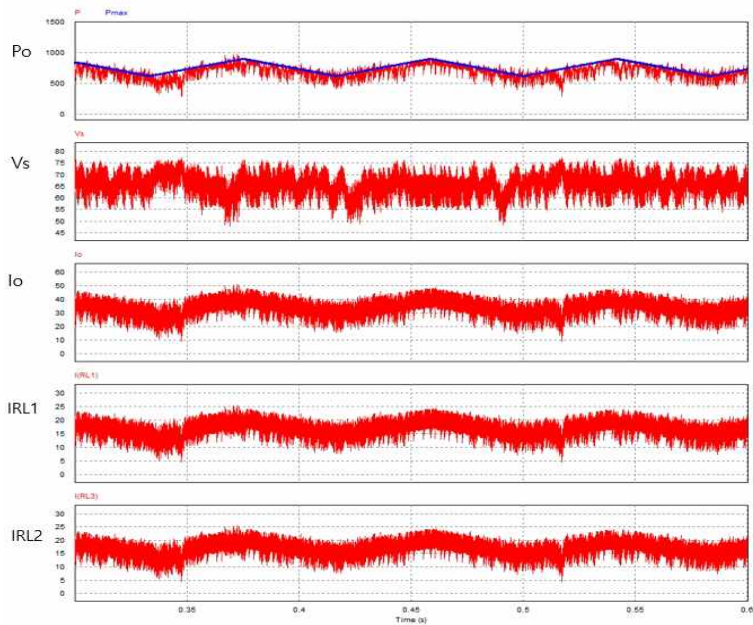


(b) MPPT Controlled Simulation

Fig. 4-6. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 16[V]

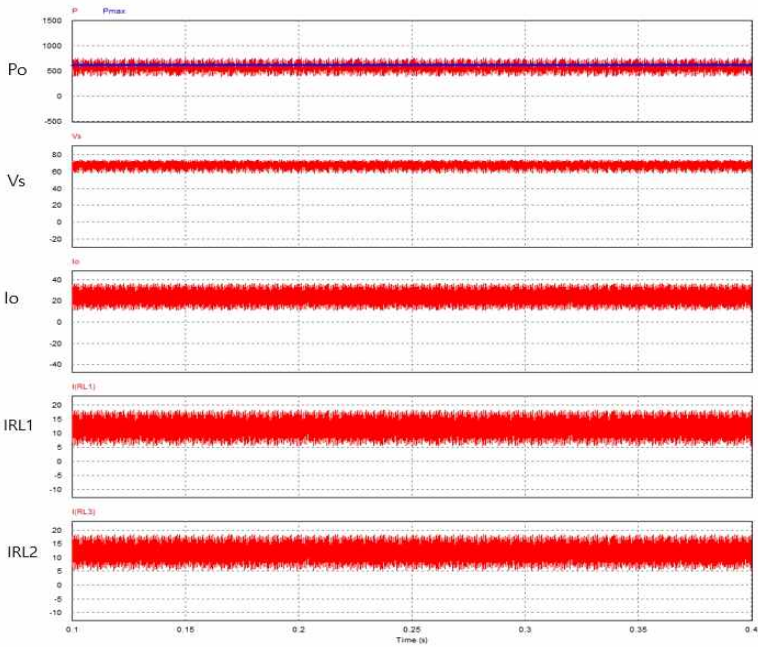


(a) MPPT Uncontrolled Simulation

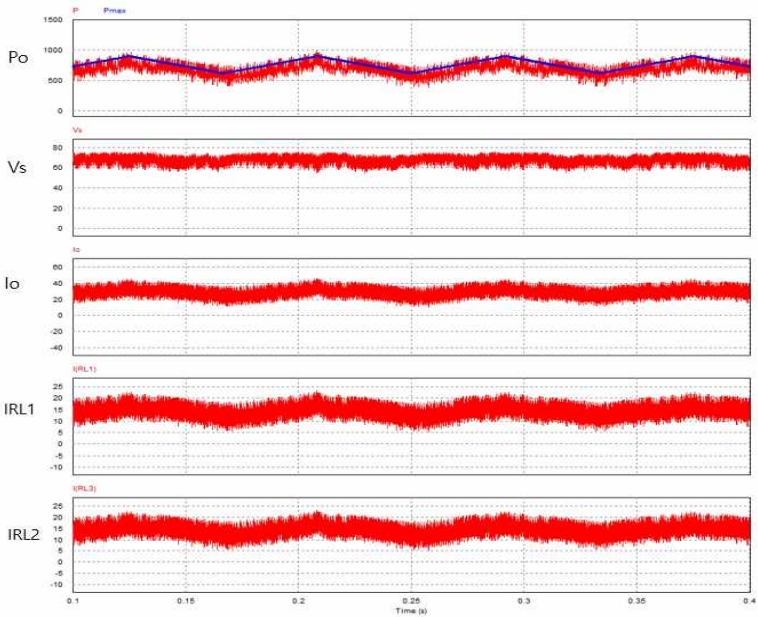


(b) MPPT Controlled Simulation

Fig. 4-7. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 20[V]



(a) MPPT Uncontrolled Simulation



(b) MPPT Controlled Simulation

Fig. 4-8. MPPT Control Simulation According to Output Voltage 24[V]

2. 배터리 충전 DC-DC Converter

Fig. 4-9와 같이 Psim 응용 프로그램으로 배터리 충전이 가능하도록 500[W]급 충전 DC-DC 컨버터를 설계하고, 배터리 충전 회로를 구성하고 표 4-1과 같은 파라미터를 이용하여 전압제어기와 전류제어기의 제어를 통해 배터리 충전에 관한 컨버터로 CV 충전, CC-CV 충전 방식으로 시뮬레이션을 수행하였다.

Table 4-1 Charging DC-DC Parameters

Parameters	Value
Output power	500 [W]
Input voltage	48 [V]
Output load	0.28 [Ω]
Inductor	250 [μ H]
Switching frequency	60 [kHz]

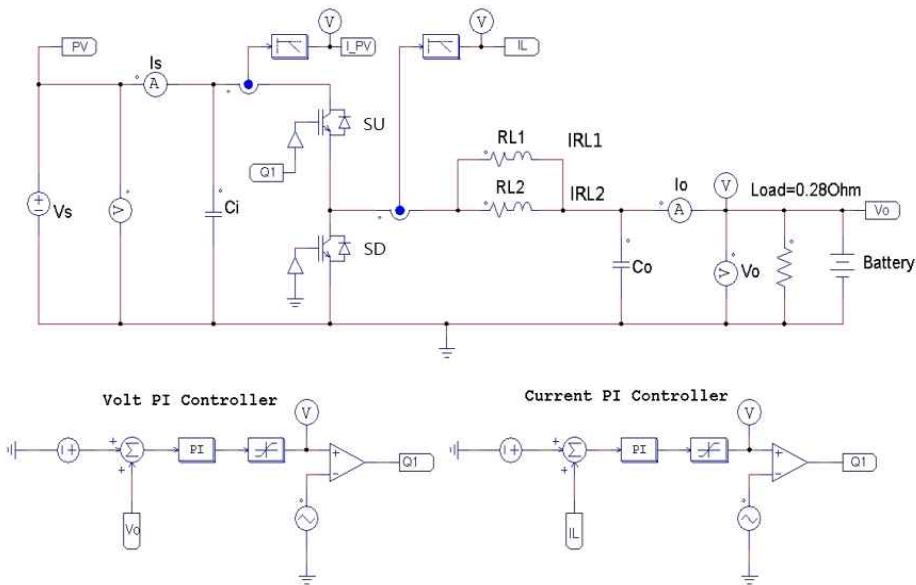


Fig. 4-9. Charging DC-DC Converter Simulation Schematic

Fig. 4-10은 전압제어기에 따른 시뮬레이션 결과이다. 전압제어기 시뮬레이션 결과로 첫 번째 파형은 입력전압(V_s), 출력전압(V_o), 출력전압 지령치를 나타낸 파형이며 출력전압 지령치(V_{ref})는 12[V]로 설정하고, 출력전압은(V_o) 12[V]로 컨버터 출력을 일정하게 전압제어가 이루지는 것을 확인할 수 있었다. 두 번째, 세 번째 파형은 병렬로 연결된 인덕터(IRL1)과 인덕터(IRL2)의 전류를 나타낸 파형으로 네 번째 부하전류(IRL) 41.3[A]의 1/2인 약 20.6[A]씩 흐르는 것을 확인할 수 있었으며 마지막 파형은 출력전력(P_o)를 나타낸 파형으로 약 500[W]가 출력됨을 확인할 수 있었다.

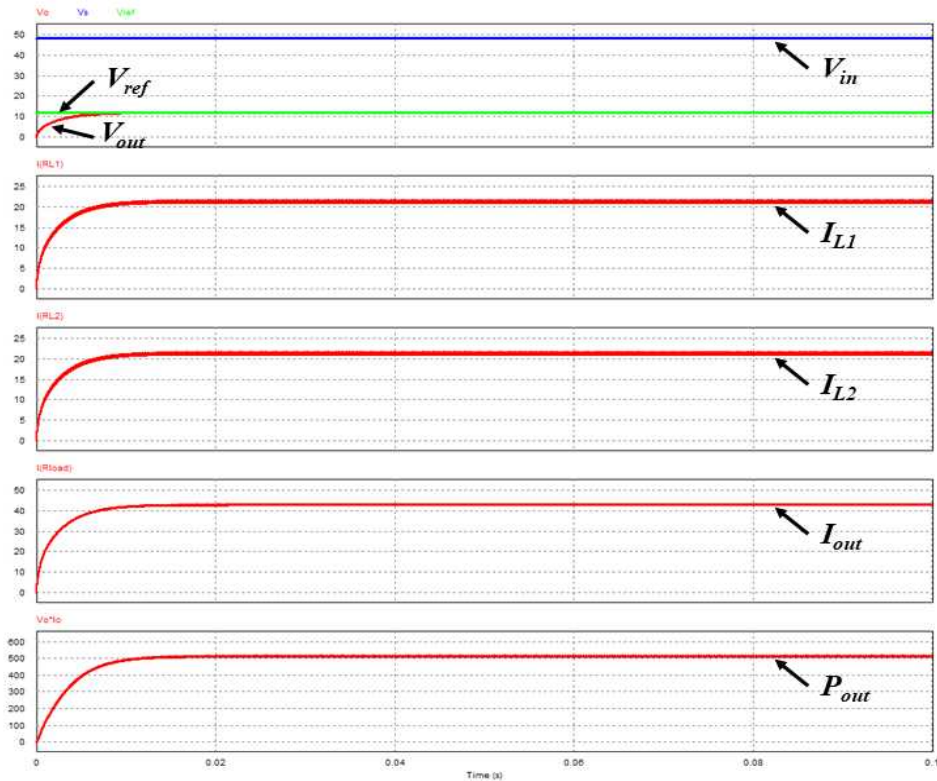


Fig. 4-10. Volt PI Controller Simulation Results

Fig. 4-11은 전류제어기는 본 연구에서 CV 충전, CC-CV 충전을 위하여 사용된다. 전류제어기 시뮬레이션 결과 파형으로 전류제어기 시뮬레이션을 위하여 선형 부하를 배터리로 교체하여 전류제어기가 되는지를 확인하였으며, 첫 번째 파형은 입력전압(V_s)과 출력전압(V_o)을 나타낸 파형으로 입력 전압(V_s)는 48[V], 출력전압(V_o)는 12[V]를 나타내고 있다. 두 번째 파형과 세 번째 파형은 각각의 인덕터(IRL1)과 인덕터(IRL2)에 흐르는 전류 파형으로 전류제어 지령치(I_{ref}) 41.6[A]의 1/2인 약 20.83[A] 흐르는 것을 확인할 수 있으며 전류제어가 이루어지고 있음을 확인할 수 있었다. 네 번째 파형은 출력전력을 나타낸 파형으로 약 512[W]가 출력됨을 확인하였다.

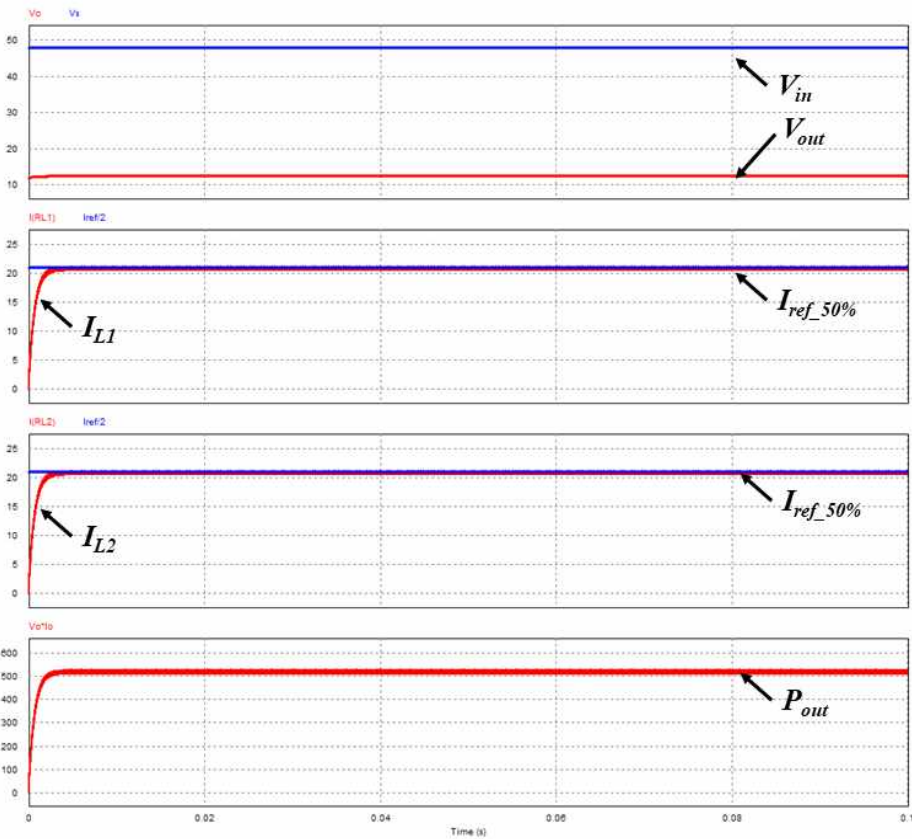


Fig. 4-11. Current PI Controller Simulation Results

3. 배터리 충·방전 DC-DC Converter

Fig. 4-12는 MPPT를 적용한 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터를 위한 시뮬레이션 회로도이다.

충전 모드로 동작할 경우 SU 의 스위치를 ON 시키고, SD 의 S 스위치를 OFF 시키고, 방전 모드로 동작할 경우는 SU 의 스위치를 OFF 시키고, SD 의 스위치를 ON 시켜 구현할 수 있다.

충전 모드로 동작 시 500[W] PV 모델링 파라미터 설정은 2가지 조건에서 시뮬레이션을 수행하였다. 방전 모드로 동작 시 배터리에서 역방향으로 전력을 공급했을 때 시뮬레이션의 입력전압은 배터리가 되며 PV의 입력단이 출력으로 출력전압 제어를 수행하였다.

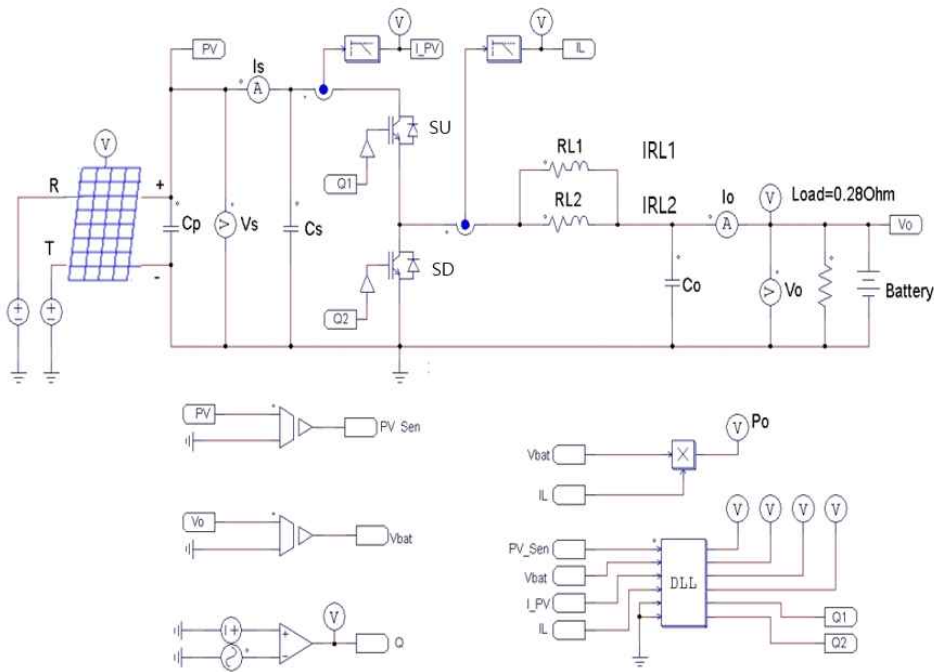


Fig. 4-12. Charging-Discharging MPPT DC-DC Converter

a. 배터리 충전 DC-DC Converter

Fig. 4-13은 충전 모드로 동작 시 500[W]를 모델링한 파라미터로 MPP에서 V_{mpp} 는 62[V], I_{mpp} 는 8.2[A]의 출력 조건에서 시뮬레이션 한 결과이다. 네 번째 파형을 살펴보면 PV의 최대전력, 컨버터의 입력 및 출력전력을 나타낸다. PV의 최대출력전력은 508.4[W]로 컨버터의 입력전력을 살펴보면 PV의 최대전력을 추종하는 것을 확인 할 수 있다.

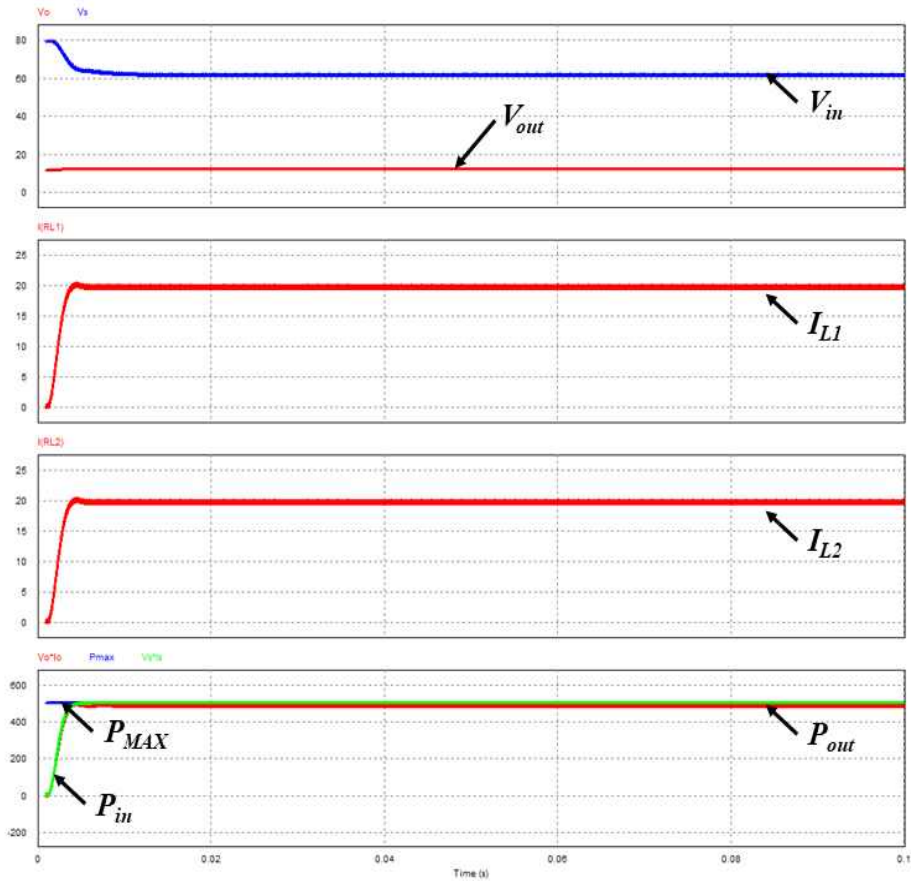


Fig. 4-13 Chaging DC-DC Converter Simulation Results No.1

Fig. 4-14는 충전 모드로 동작 시 500[W] PV-Cell을 모델링한 파라미터로 MPP에서 V_{mpp} 는 17.5[V], I_{mpp} 는 29.4[A]의 출력 조건에서 시뮬레이션 한 결과이다. 네 번째 파형을 살펴보면 PV-Cell의 최대전력 컨버터의 입력 및 출력전력을 나타낸다. PV-Cell의 최대 출력전력은 514.5[W]로 컨버터의 입력 전력을 살펴보면 PV-Cell의 최대전력을 추종하는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 위의 두 시뮬레이션 결과를 토대로 PV-Cell을 이용하여 배터리 충전 이 가능함을 확인하였다.

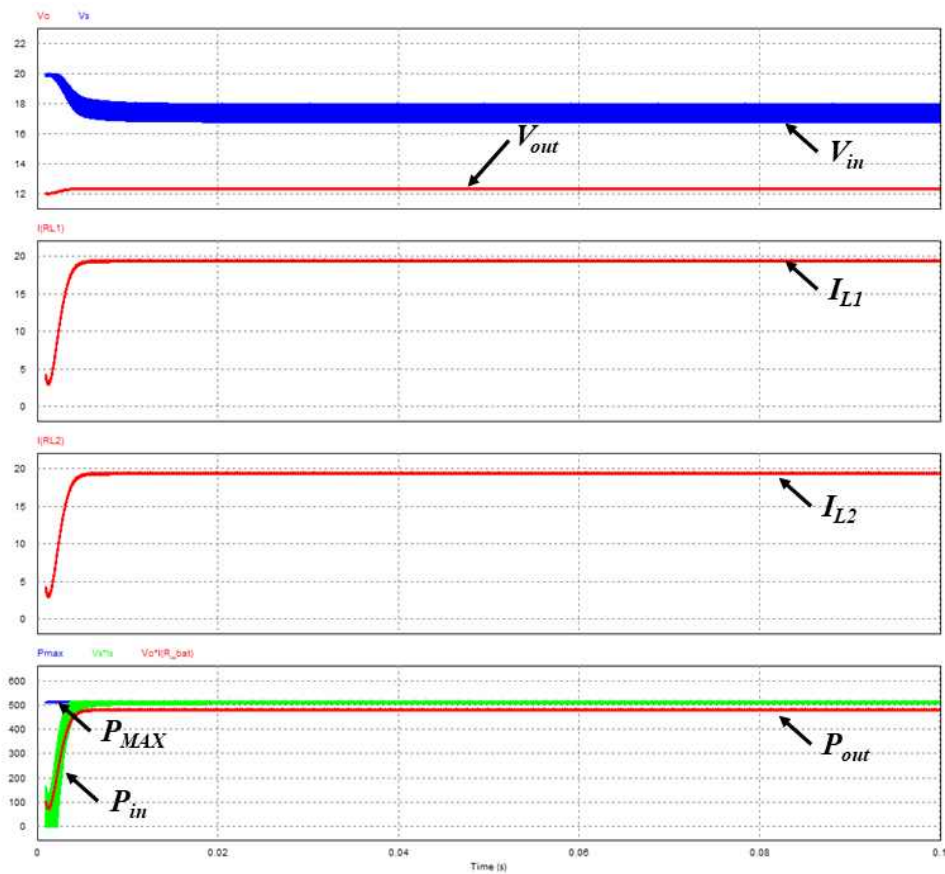


Fig. 4-14. Charging DC-DC Converter Simulation Results No.2

b. 배터리 방전 DC-DC Converter

Fig. 4-15의 과형은 배터리에서 반대 방향으로 전력을 공급했을 때의 시뮬레이션으로 입력전압은 배터리가 되며 태양전지 모듈의 입력단이 출력단으로 출력전압을 제어하였다. 입력전압은 12[V], 출력전압 제어 지령치는 48[V], 전압제어 확인을 위하여 전류 부하를 이용하였으며 500[W]가 되도록 전류 부하는 -10.42[A]로 설정하여 시뮬레이션 결과 출력전압은 48[V]로 전압제어 값을 추종하는 것과 출력전류는 10.42[A]가 출력되어 500[W]가 출력되는 것을 확인할 수 있고, 이때, 인덕터에 흐르는 전류는 각각 22.38[A]로 입력전류가 흐르는 것을 확인하였다.

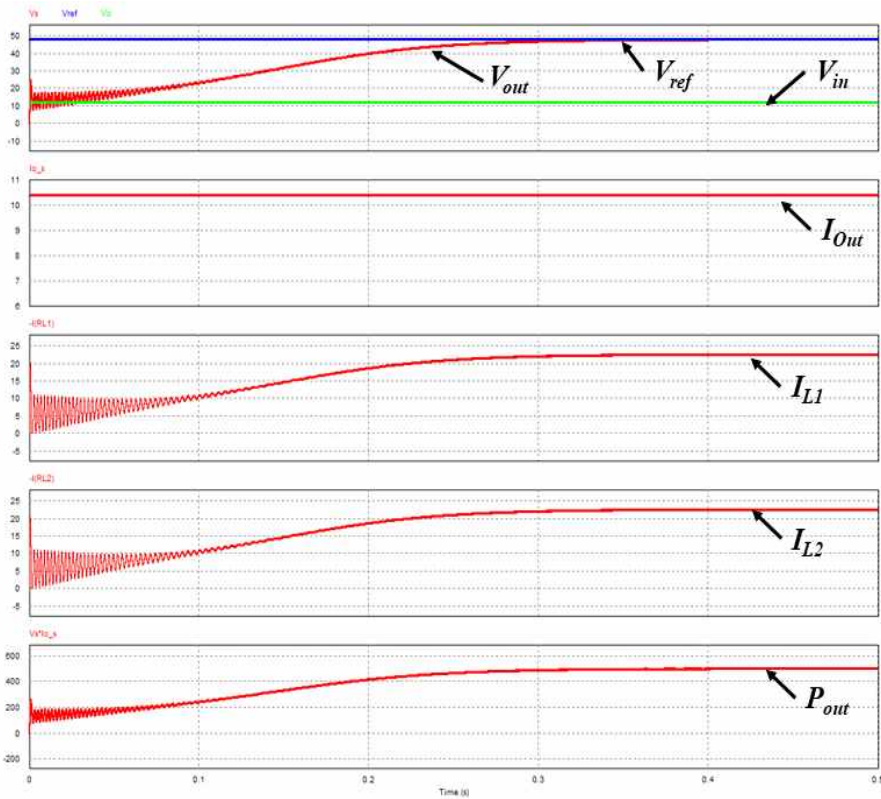


Fig. 4-15. MPPT Discharge Simulation Results No.1

Fig. 4-16의 파형은 출력전압 24[V], 출력전력 500[W]의 시뮬레이션 결과이다. 500[W] 출력을 발생시키기 위하여 전류 부하는 -20.84[A]로 설정하고 시뮬레이션 결과 출력전류는 20.84[A]로 500[W]가 출력되고 있으며 인덕터의 전류는 각각 21.94[A]로 입력전류가 흐르는 것을 확인하였다.

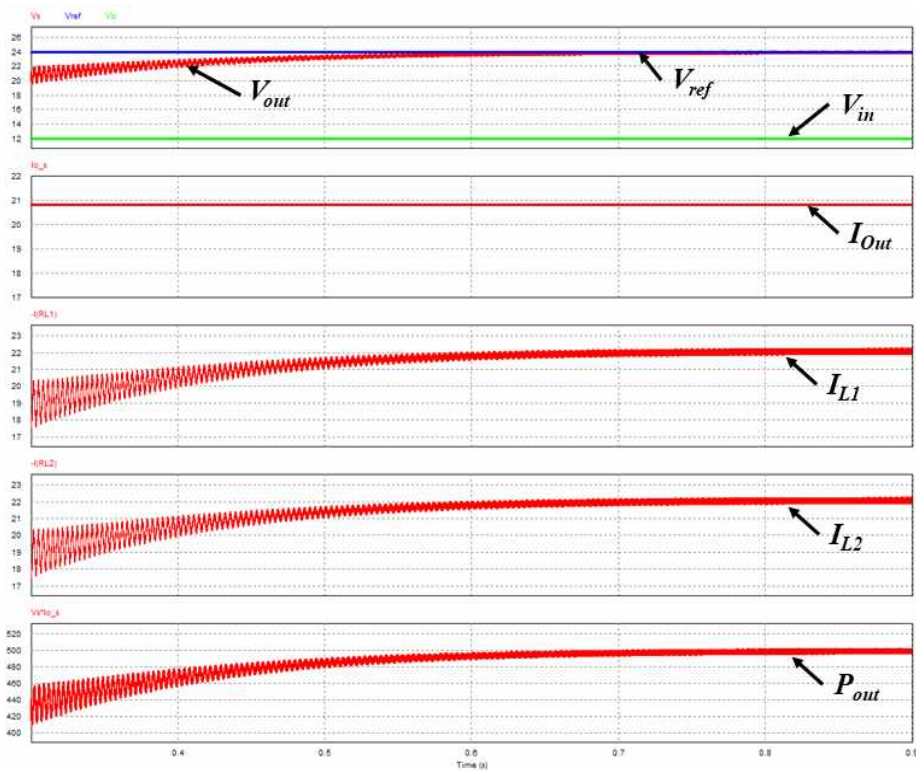


Fig. 4-16. MPPT Discharge Simulation Results No.2

V. 실험 및 결과고찰

A. 실험 장치 및 환경

Fig. 5-1은 본 논문의 전체적인 시스템 구성이다. 시스템은 PV Panels, 입력부, 전압센서부, 전류센서부, Main MCU부, 저역 통과 필터(LPF), IGBT SW부, SMPS 출력부로 구성되어 있다. PV Panel에서 DC 전압을 받으면 콘덴서의 평활 회로를 통해 전기를 저장하고 제안된 벅 부스터 DC-DC 컨버터에 의해 강압 또는 승압이 이루어지고 Main MCU 스위칭 주파수에 따라 DC 출력을 발생시킨다.

입력단의 입력전압 V_i 와 컨버터의 출력전류 I_L 을 전압 센서와 전류 센서로 감지하여 AC 변환 후에 Main MCU에 의해 벅 컨버터와 부스터 컨버터로 동작한다. 스위치의 신호를 DC-DC 컨버터로 보내 인덕터 전류 I_L 과 출력전압 V_o 를 제어가 이루어지는 시스템을 구성하였다.

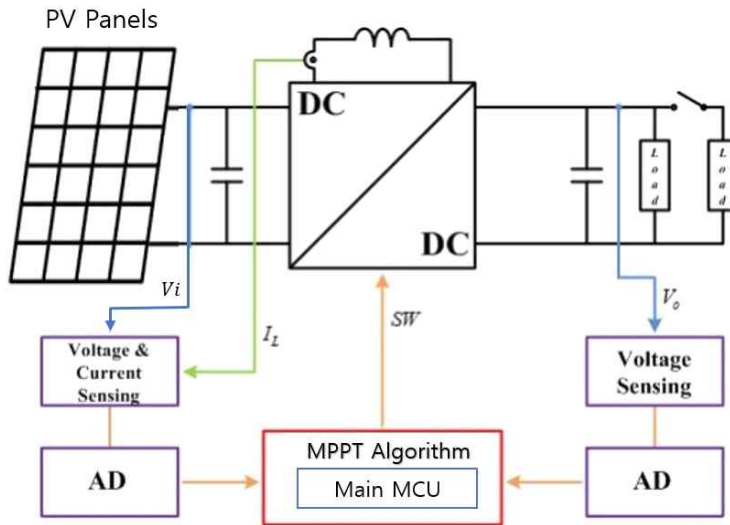


Fig. 5-1. System Configuration

Fig. 5-2는 컨버터의 실험 환경을 나타낸 그림으로 DC-DC 벅 부스터 컨버터의 전력 분석을 위하여 전력분석기 WT 3000을 사용 하였으며 오실로스코프, 회로 시험기, DC 전원 공급기, 전력분석기 컨버터의 부하 테스트를 위하여 전자부하기 및 12[V] 배터리를 이용하여 실험 장치를 구성하였다.

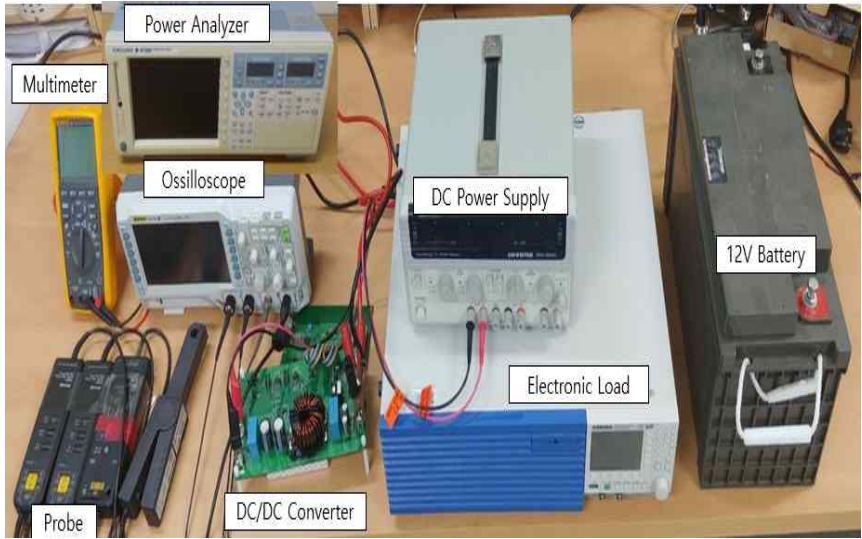


Fig 5-2. Configuring the Test Environment

a. 배터리 충전 DC-DC Converter 구성

본 연구에서는 배터리의 충전 전류를 증가시키기 위해 기존 벡 컨버터의 페라이트 인덕터 2개를 병렬로 연결하고 MPPT 제어 알고리즘에 의해서 충전 효율을 2배로 성능을 향상시켰다. 컨버터는 500[W]급으로 설계하고 그 외 설계 파라미터는 표 5-1과 같다.

Table 5-1. Charging DC-DC Converter Parameters

Parameters	Value
Output power	500[W]
Input voltage	12~100[V]
Output voltage	12~48[V]
Max Current	30[A]
Inductor	603.7[μ H]
Switching frequency	60[kHz]

Fig. 5-3은 DC-DC 컨버터 회로도를 나타낸 그림이다. MCU, 전원부, 주변장치를 설계하였다. 컨버터 제어를 위하여 메인 MCU는 Ti社의 TMS 320F 28035를 이용하였다. 모듈형 타입으로 PCB Layout 설계를 하였고 파워 보드로 연결되는 PIN 배열은 Arduino 보드와 같은 핀 배치 및 간격으로 설계되어 Arduino의 외부 모듈형 보드들과 호환할 수 있게 설계하였다. 메인 제어 보드에 전원공급을 위하여 SPS10-12-5 10[W]급 SMPS를 이용하며 스위치 2개, 가변저항 2개, LED 4개를 이용하여 주변 회로를 구성하였으며, 또한 센서 전원공급을 위하여 양방향 전원공급이 가능한 SPS10-5-1515를 구성하였다. SMPS와 역할을 하는 SPS10-5시리즈는 동작 온도는 (-40[$^{\circ}$ C] ~ + 85[$^{\circ}$ C]) 넓은 작동 온도 범위를 가지고 있으며 내장 회로에 과전류 보호회로가 있으며 입력과 출력이 절연된 구조로 신뢰성이 높고 수명이 길다. 원격 On/Off 제어, 단일 출력이 가능하다.

SPS10-5-5는 $V_{in}=5[V]$, $V_o=5[V]$, 최대 출력 전류 1.6[A] 출력되며, SPD 6-5-1515는 $V_{in}=5[V]$, $V_o=+15[V]$, $-15[V]$, 최대 출력전류 0.3[A] 출력된다.

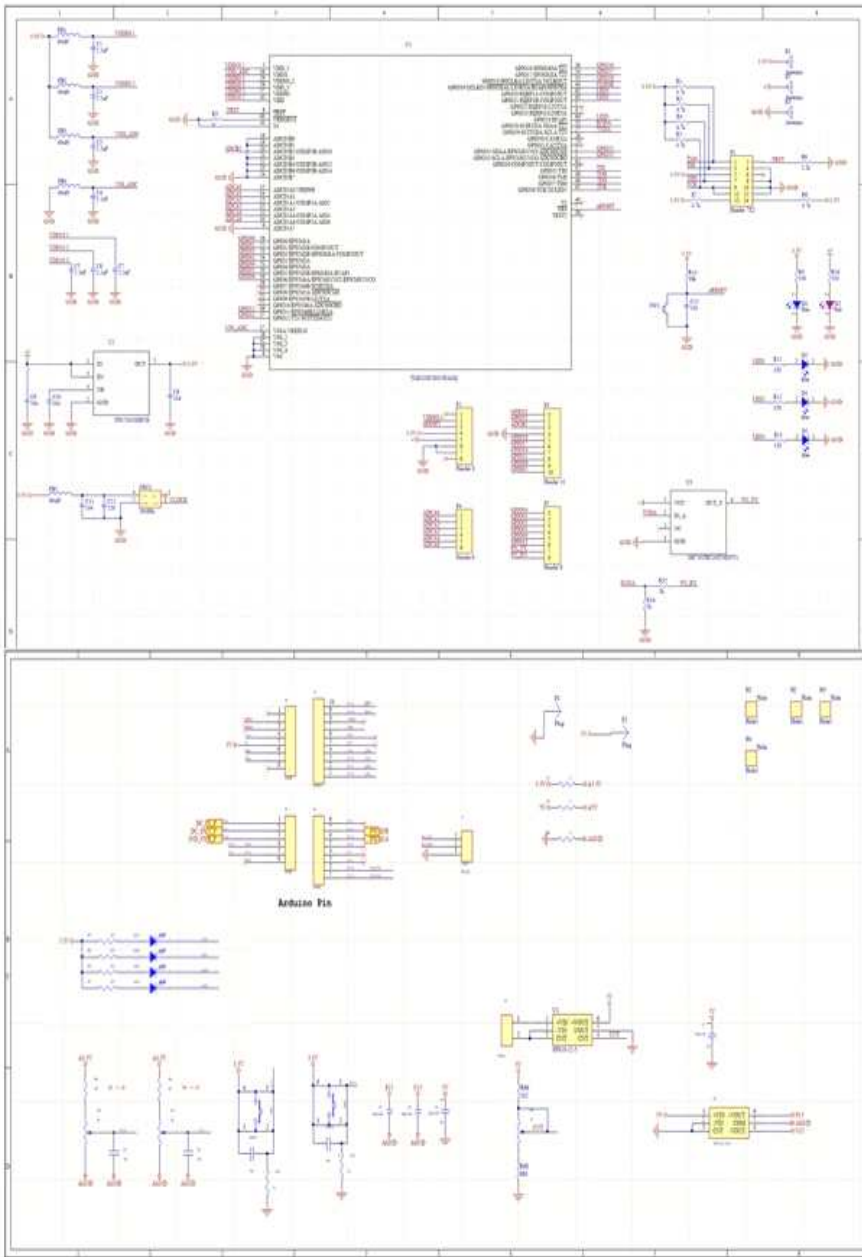


Fig. 5-3. Design for MCU, Power Supply Peripheral Circuit

Fig. 5-4는 Gate Driver와 Power Stack 회로를 설계한 그림이다. Gate-Driver는 HCPL-3120 Opto-Coupler를 이용하여 절연하였다. PWM 신호가 안정하게 전달하기 위하여 QUADRUPLE 차동 라인 드라이버 AM26 LS31 C와 차동 라인 수신기 AM26 LS32 ADIA를 이용하여 게이트 입력단을 설계하였다. 데이터 출력이 다수의 필요할 경우 AM26 LS31 C와 AM26 LS32 ADIA를 이용하여 출력을 여러 개로 확장 설계할 수 있다. 본 연구에서는 1개의 출력을 선택하여 사용하였다. HCPL-3120은 광학적으로 결합된 광 커플러로 GaAsP LED가 MOSFET로 광신호 전달로 출력을 제어한다. 이 광 커플러는 IGBT, MOSFET의 신호원으로 사용할 수 있다. 모터제어, 인버터, SMPS, 높은 구동 전압제어가 가능하다. 게이트 제어 장치 때문에 전압 및 전류 공급이 포토 커플러는 IGBT를 직접 구동하는 데 적합하며 최대 1200[V]/100[A] 정격을 가지고 있다.

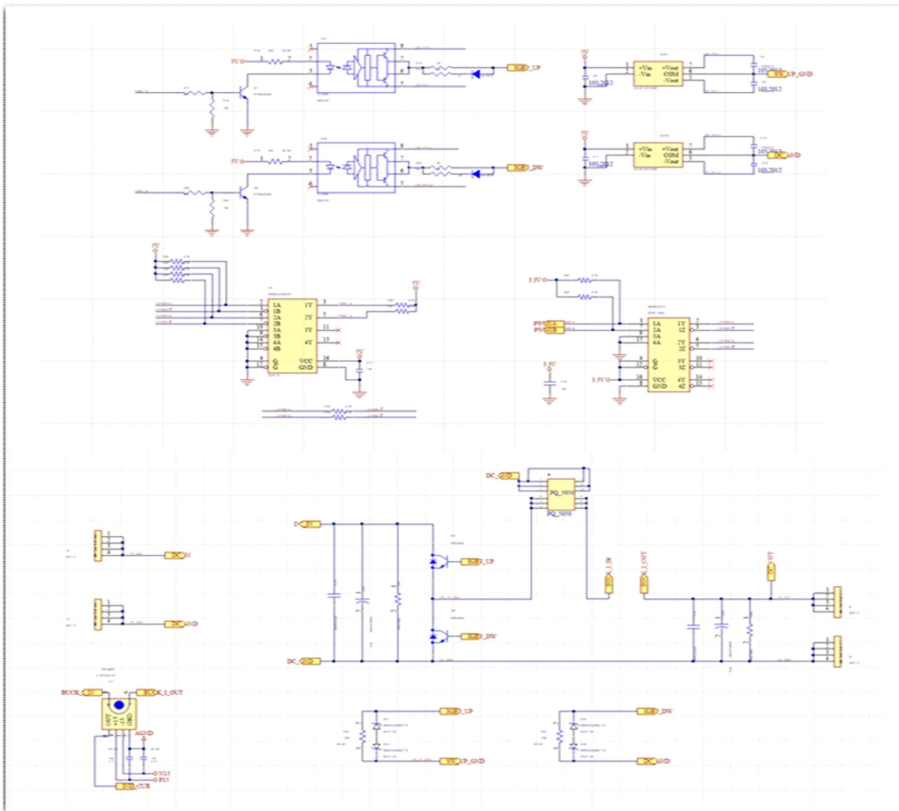


Fig. 5-4. Design for Gate Driver Power Stack

파워 스택 회로도는 메인 스위치는 Infineon社의 K50H603 MOSFET를 사용하였으며, 전류 센싱을 위하여 TAMURA社의 L 18P 030D 15를 구성하였다. 인덕터는 페라이트 코어 PQ5050을 이용하여 603.7[uH] 설계를 수행하였다. L 18P 030D 15는 AC/DC 전류 센서로 홀 효과를 이용하고 개방형 루프를 감지하여 1채널 30[A]의 전류를 측정할 수 있으며, DC와 AC 100[kHz] 주파수까지 측정 가능하며 $\pm 1[\%]$ 오차를 가지며 공급전압은 12[V] 전류는 15[mA], 5[μ s] 응답시간을 가지고 있어 컨버터 설계에 이용하였다.

Fig. 5-5는 전압 센싱 및 전류 센싱 회로로서 전압 센서는 AVAGO社의 C 87[A]를 이용하였고, 센서의 출력부에 2차 로우-패스 필터를 구성하여 노이즈를 제거하였으며, 2차 로우-패스 필터의 Cut-Off 주파수는 4[kHz]이고 전류 센서의 출력 또한 2차 로우-패스 필터를 구성, Cut-Off 주파수는 1[kHz]이다.

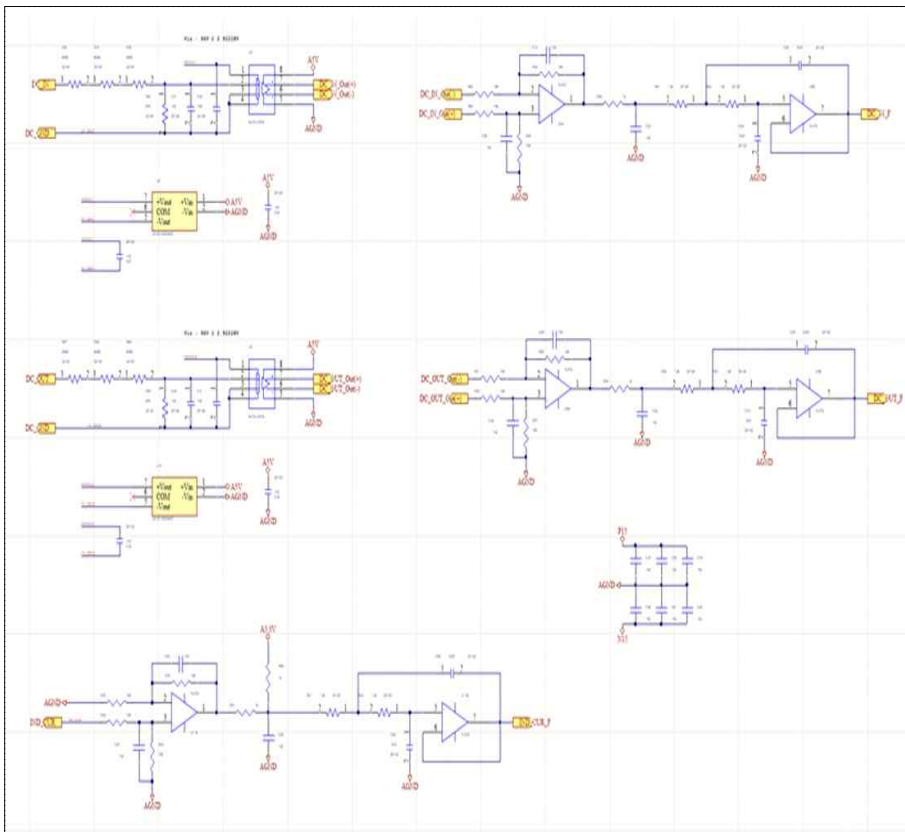


Fig. 5-5. Voltage and Current Sensing Circuit

Fig. 5-6은 상단은 메인 MCU 컨트롤 보드 회로를 토대로 설계된 PCB Layout 파일과 3D 모델링이며 PCB 사이즈는 58[mm] × 60[mm]이며 파워 보드로 연결되는 PIN 배열은 Arduino 보드와 같은 핀 배치 및 간격으로 설계되어 Arduino의 외부 모듈형 보드들과 호환할 수 있게 설계하였으며 하단은 기타 기능의 회로를 토대로 설계된 3Layout 파일과 3D 모델링으로 보드 사이즈는 200[mm] × 160[mm]로 설계하였다

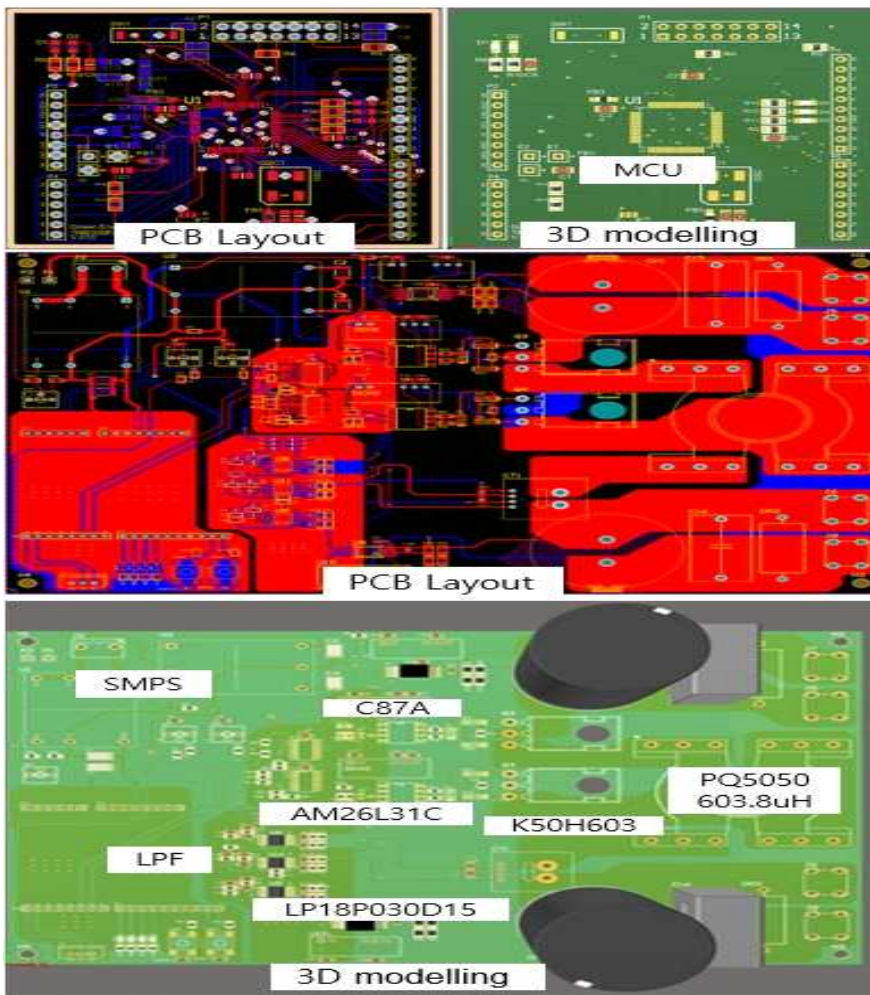


Fig. 5-6. PCB Layout 3D Modelling

Fig. 5-7은 태양광발전 양방향 배터리 충전 DC-DC 컨버터를 제작한 그림이다. 충전 동작을 할 수 있도록 충전기 컨버터는 전원부 SMPS, 전압 센서, 전류 센서, Low Pass Filter, 메인 MCU로 구성하고 PWM 신호가 안정하게 전달하기 위하여 QUADRUPLE 차동 라인 드라이버 AM26 LS31 C를 2개를 사용하였으며 인덕터를 PQ5050을 이용하여 설계하였다. 컨버터 주요 파미미터는 출력전력 500[W], 입력전압 범위 12[V]에서 100[V]이고 출력전압 12[V]에서 48[V]이며 최대로 흘릴 수 있는 최대 전류 30[A], 인덕터 603.7[uH], 스위칭 주파수 60[kHz]로 동작하도록 충전용 DC-DC 컨버터를 구성하여 벽 컨버터에 동작으로 입력 전압을 강압하는 출력 전압이 발생한다.



Fig. 5-7. 500[W] Class MPPT Battery Charging Converter

b. 배터리 충·방전 DC-DC Converter

배터리 충전이 가능한 컨버터에 배터리의 방전이 가능한 구조의 양방향 배터리 충·방전기를 구성하였다. 기존의 단방향 회로가 아닌 양방향 DC-DC 컨버터를 설계하고, 충전과 방전을 할 수 있는 구조로 변경하고 시뮬레이션을 수행 및 특성 분석을 통해 설계와 제작을 수행하였다. 양방향 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터를 500[W]급으로 설계하였으며 그 외 설계 파라미터는 표 5-2와 같다. 컨버터의 제어기는 배터리 충전을 위하여 전압제어기와 전류제어기 설계를 각각 설계하고 시뮬레이션을 진행하였다.

전압제어기는 본 시스템에서 CV 충·방전, CC-CV 충·방전을 위하여 사용하였다. 출력전압 지령치는 12[V]로 설정하고, 출력전압은 12[V]로 전압제어가 가능하도록 회로설계를 하고 병렬 연결된 인덕터 전류와 부하전류 41.3[A]의 1/2인 약 20.6[A]씩 흐를 수 있게 회로를 설계하였다. 최종 출력전력은 약 500[W]가 출력되도록 회로를 설계하였다. 전류제어기는 본 시스템에서 CV 충·방전, CC-CV 충·방전을 위하여 사용되었으며 전류제어기의 선형부하를 배터리와 부하기를 연결하여 전류제어가 되는지를 확인하였다.

Table 5-2. Charge-Discharge DC-DC Converter Parameters

Parameters	Value
Output power	500[W]
Input voltage	12~100[V]
Output voltage	12~48[V]
Max Current(charger)	30[A]
Min Current(discharger)	-30[A]
Output load	0.28[Ω]
Inductor	250[uH]
Switching frequency	60[kHz]

입력전압 48[V], 출력전압 12[V]가 되게 전류제어기를 설계하였다. 각각의 인덕터에 흐르는 전류 파형으로 전류제어 지령치 41.6[A]의 1/2인 약 20.83[A] 흐르도록 회로를 설계하였다. 출력전력을 나타낸 파형으로 약 512[W]가 출력되도록 시스템을 구성하였다.

Fig. 5-8은 컨버터 제어를 위하여 Ti社 TMS 320F 28069를 메인 MCU로 선정하였고 주변 회로는 1단원 설계와 같은 주변 회로와 SMPS를 사용하였다. MCU, 전원부, 주변장치를 설계하였다. 컨버터 제어를 위하여 메인 MCU는 Ti社의 TMS 320F 28035를 이용하였으며 모듈형 타입으로 PCB Layout 설계를 하였고 파워 보드로 연결되는 PIN 배열은 Arduino 보드와 같은 핀 배치 및 간격으로 설계되어 Arduino의 외부 모듈형 보드들과 호환할 수 있게 설계하였다. 메인 제어 보드에 전원공급을 위하여 SPS10-12-5 10[W]급 SMPS를 이용하였으며 스위치 2개, 가변저항 2개, LED 4개를 이용하여 주변 회로를 구성하였으며 또한 센서 전원공급을 위하여 양방향 전원공급이 가능한 SPS10-5-1515를 구성하였다.

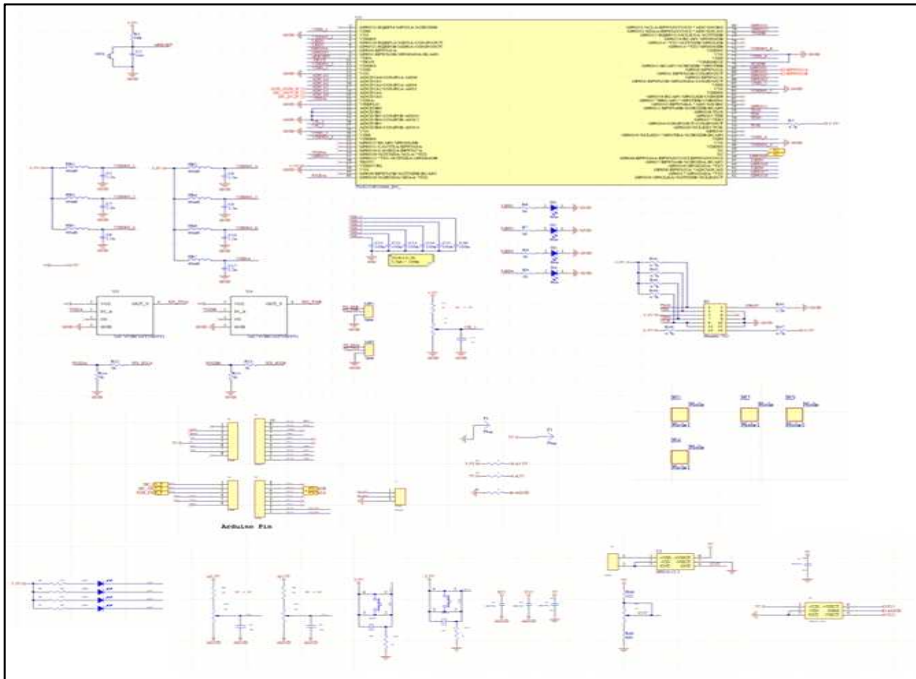


Fig. 5-8. 2nd Design for MCU, Power Supply Peripheral Circuit

SPS10-5시리즈의 동작 온도는 $-40[^\circ\text{C}] \sim +85[^\circ\text{C}]$ 작동 온도 범위를 가지며 내장 회로에 과전류 보호회로가 있으며 입력과 출력이 절연되고 신뢰성 및 수명이 길다. On/Off 제어, 단일 출력 제어가 가능하다. SPS10-5-5는 상온 At $25[^\circ\text{C}]$ 에서 $5\text{ Vin}=5[\text{V}]$, $\text{Vo}=5[\text{V}]$, 최대출력전류 $1.6[\text{A}]$ 출력되며, SPD 6-5-1515는 상온 At $25[^\circ\text{C}]$ 에서 $5\text{ Vin}=5[\text{V}]$, $\text{Vo}=+15[\text{V}]$, $-15[\text{V}]$, 최대 출력 전류 $0.3[\text{A}]$ 출력된다.

Fig. 5-9는 Gate Driver와 Power Stack 회로를 설계한 그림이다. Gate-Driver는 HCPL-3120 Opto-Coupler를 이용하여 절연하였으며, PWM 신호를 안정하게 전달하기 위하여 QUADRUPLE 차동 라인 드라이버 AM26 LS31 C를 이용하여 게이트 입력단을 설계하였다. HCPL-3120은 광학적으로 결합된 광 커플러로 GaAsP LED가 MOSFET로 광신호 전달로 출력을 제어하고 이 광 커플러는 IGBT, MOSFET의 신호원으로 사용할 수 있다. 모터제어, 인버터, SMPS, 높은 구동 전압제어 가능하다.

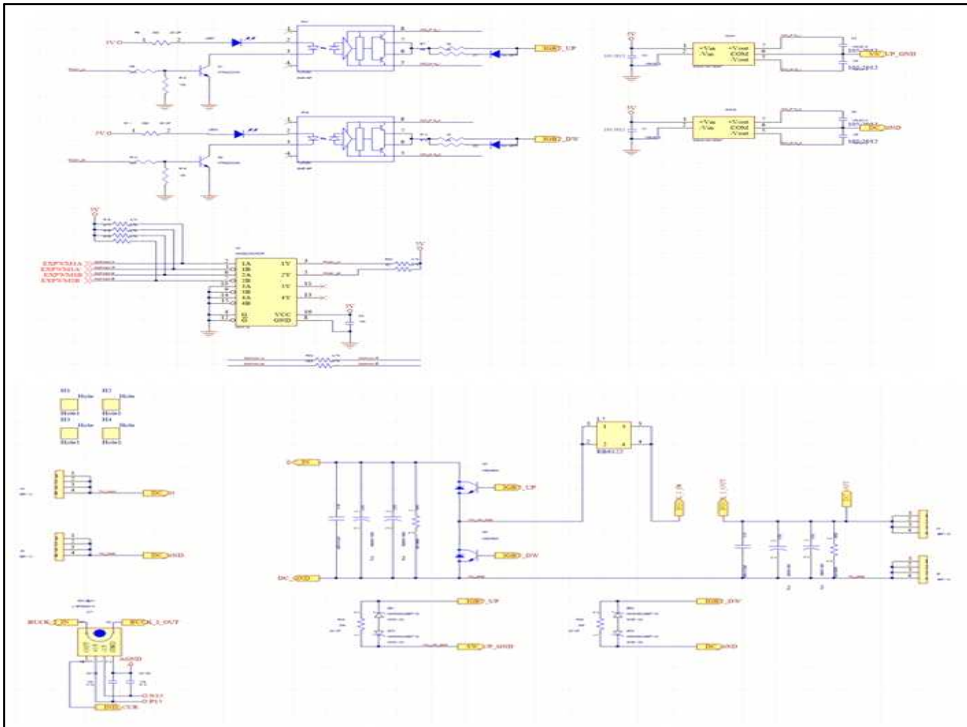


Fig. 5-9. 2nd Design for Gate Driver Power Stack

게이트 제어 장치 때문에 전압 및 전류 공급이 포토커플러는 IGBT를 직접 구동하는 데 적합하며 최대 1200[V]/100[A] 정격을 가지고 있다. 파워 스택 회로도는 메인 스위치는 Infineon社의 K50H603 MOSFET를 사용하였으며, 전류 센싱을 위하여 TAMURA社의 L 18P 030D 15를 구성하였다. 인덕터는 페라이트 코어 PQ5050을 이용하여 250[uH] 변경하여 파워 스택을 설계 및 제작하였다.

L 18P 030D 15는 AC/DC 전류 센서로 홀 효과를 이용하고 개방형 루프를 감지하여 1채널 30[A]의 전류를 측정할 수 있으며, DC와 AC 100[kHz] 주파수까지 측정 가능하며 $\pm 1\%$ 오차를 가지며 공급전압은 12[V] 전류는 15[mA], 5[μ s] 응답 시간을 가지고 있어 컨버터 설계에 이용하였다.

Fig. 5-10은 전압 센싱 및 전류 센싱 회로로서 전압 센서는 AVAGO社의 C87[A]를 이용하였고, 센서의 출력부에 2차 로우-패스 필터를 구성하여 노이즈를 제거하였으며, 2차 로우-패스 필터의 Cut-Off 주파수는 4[kHz]이고 전류 센서의 출력 또한 2차 로우-패스 필터를 구성, Cut-Off 주파수는 1[kHz]이다.

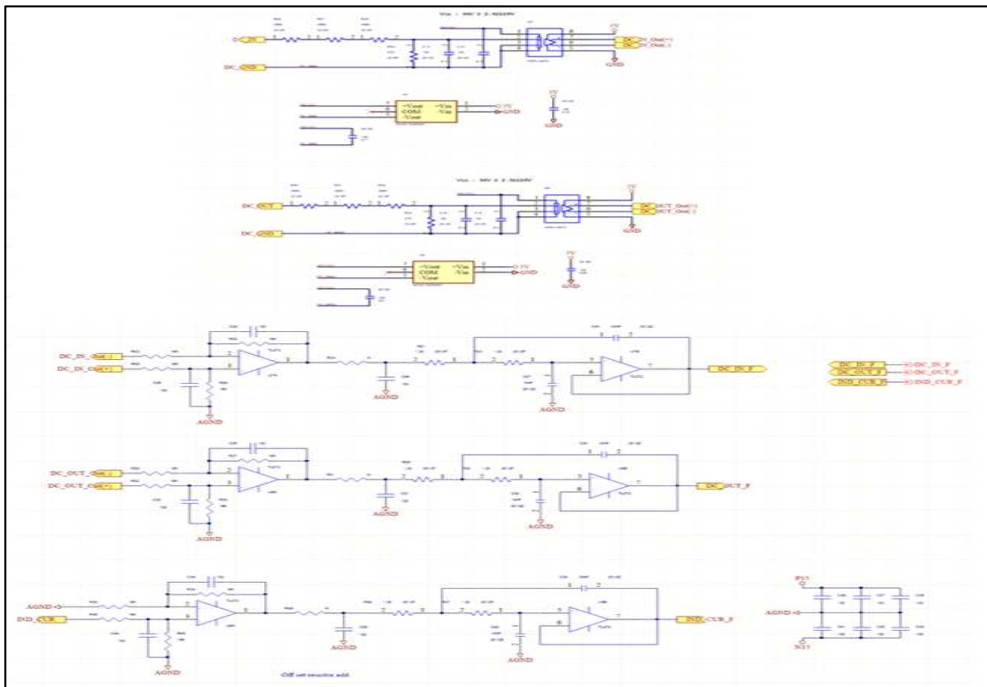


Fig. 5-10. 2nd Voltage and Current Sensing Circuit

Fig. 5-11은 상단은 메인 MCU 컨트롤 보드 회로와 전압 전류 감지 회로를 토대로 설계된 PCB Layout 파일과 3D 모델링이며 PCB 사이즈는 150[mm] × 90[mm]이며 파워 보드로 연결되는 PIN 배열은 Arduino 보드와 같은 핀 배치 및 간격으로 설계되어 Arduino의 외부 모듈형 보드들과 호환할 수 있게 설계하였으며 하단은 기타 기능의 회로를 토대로 설계된 3Layout 파일과 3D 모델링으로 보드 사이즈는 210[mm] × 130[mm]로 설계하였다. 1단원 설계로 MPPT 배터리 충전이 가능한 컨버터를 수행하였으며, 2단원 설계는 배터리의 방전이 가능한 구조의 MPPT 겸용 배터리 충·방전기를 설계를 수행하였다.

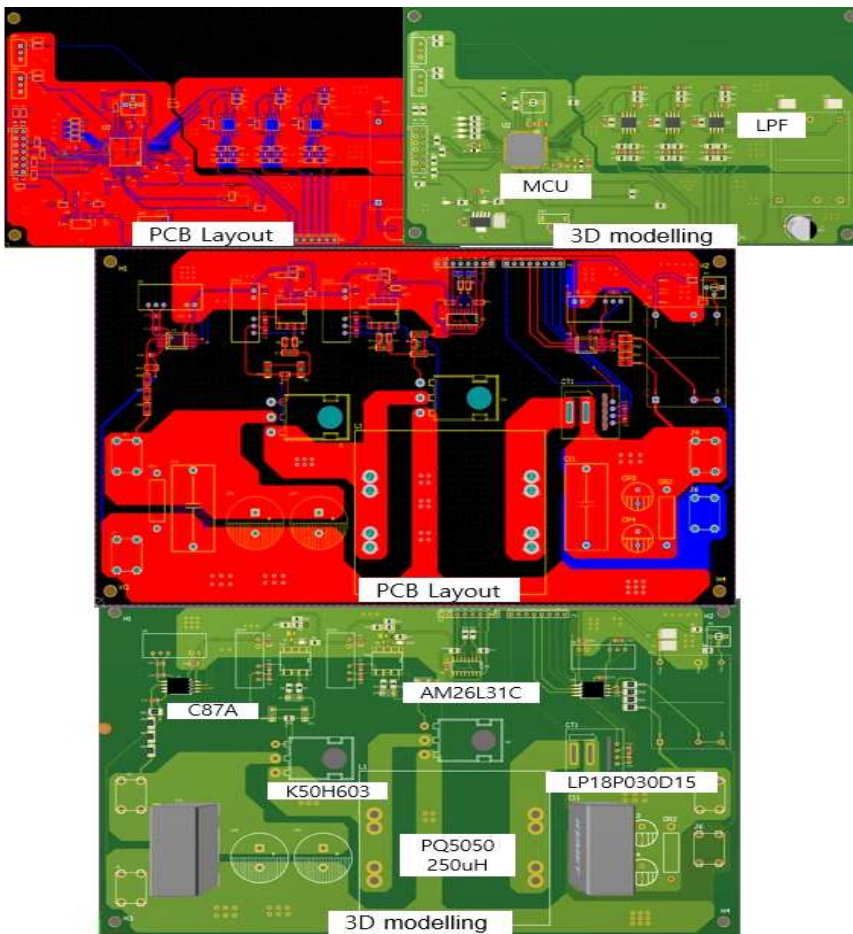


Fig. 5-11. 2nd PCB Layout 3D Modelling

Fig. 5-12는 충전과 방전을 할 수 있도록 PCB Layout 3D Modelling을 설계하였다. 1단원의 충전기와 차이점은 Low Pass Filter는 메인 MCU 쪽으로 옮겼으며 PWM 신호가 안정하게 전달하기 위하여 QUADRUPLE 차동 라인 드라이버 AM26 LS31 C를 1개를 사용하여 중복된 기능을 삭제하였으며 인덕터를 PQ5050을 이용하여 250[uH]으로 변경하여 설계하였다. 양방향 DC/DC 컨버터가 가능하도록 배터리에서 반대 방향으로 전력을 공급했을 때는 입력전압은 배터리가 되며 PV-Cell의 입력단이 출력으로 출력전압 제어를 수행하였다. 입력전압은 12[V], 출력전압 제어 지령치는 48[V], 전압제어 확인을 위하여 전류 부하를 이용하였으며 500[W]가 되도록 전류 부하는 -10.42[A]로 설정하고 설계하였다. 출력전압은 48[V]로 전압제어 값을 추종하는 것과 출력전류는 10.42[A]가 출력되어 500[W]가 출력되는 것을 시뮬레이션을 통해 설계할 수 있었으며, 이때, 인덕터에 흐르는 전류는 각각 22.38[A]로 입력전류가 나누어서 흐르도록 구성하였다. 출력전압 24[V], 출력전력 500[W]의 시뮬레이션을 통해 500[W] 출력을 발생시키기 위하여 전류 부하는 -20.84[A]로 설정하면 출력전류는 20.84[A]로 500[W]가 출력이 되고 인덕터의 전류는 각각 21.94[A]로 입력전류가 1/2 나누어서 흐르도록 구성하였다.

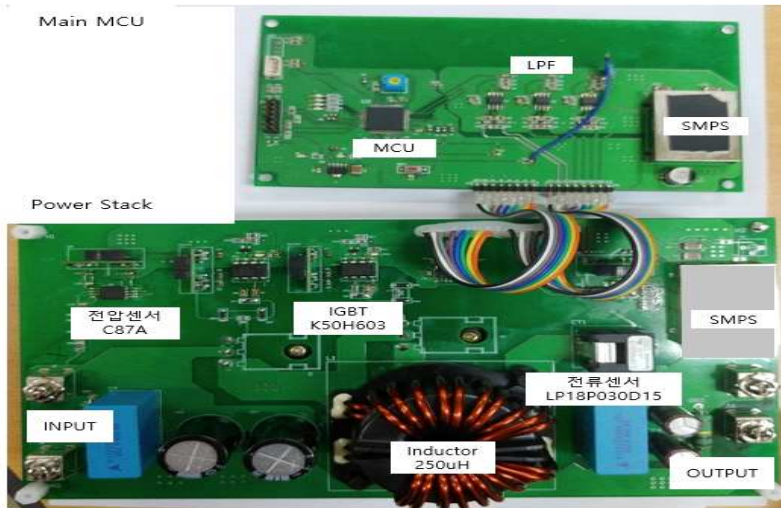


Fig 5-12. Battery Charger-Discharger DC-DC Converter for MPPT

B. 실험 파형

Fig. 5-13부터 Fig. 5-16까지는 PV Cell 모델링과 알고리즘에 의해 MPPT용 컨버터 출력을 12[V]에서 24[V]까지 변경할 경우 오실로스코프 MPPT 추정에 따른 입력전압과 출력전압 파형이다.

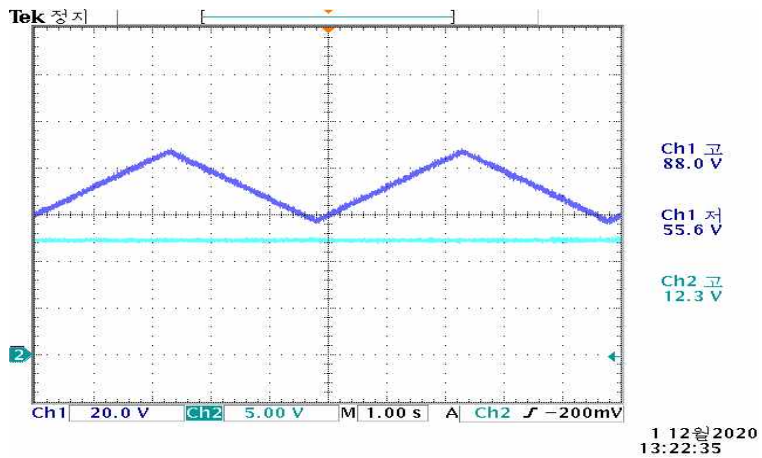


Fig. 5-13. MPPT Input and Output Waveforms 12[V]

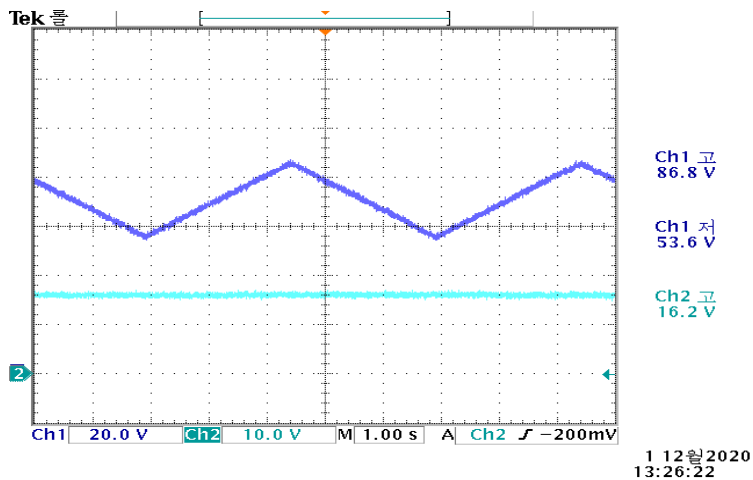


Fig. 5-14. MPPT Input and Output Waveforms 16[V]

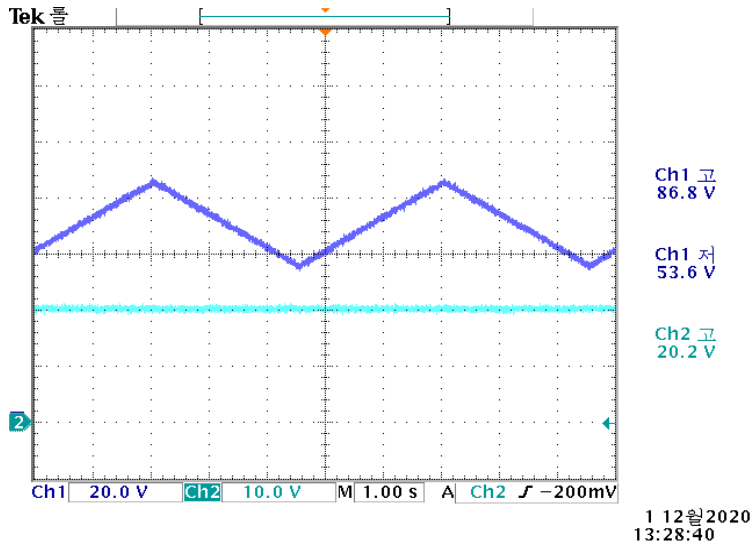


Fig. 5-15. MPPT Input and Output Waveforms 20[V]

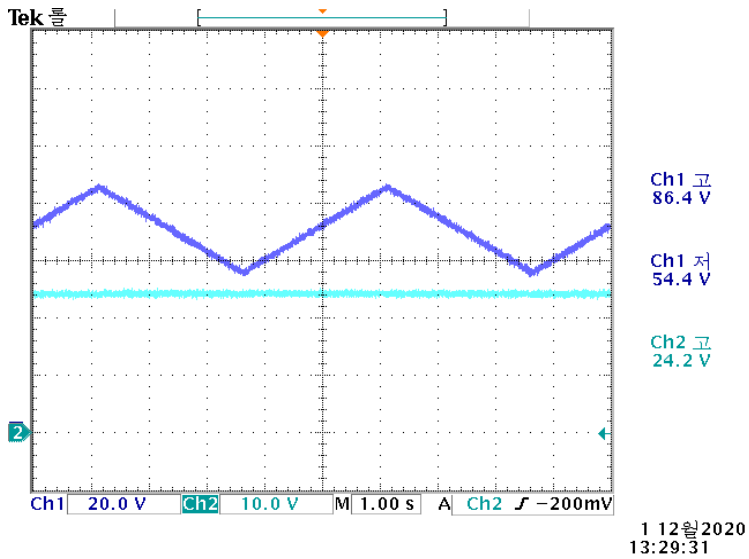


Fig. 5-16. MPPT Input and Output Waveforms 24[V]

Fig. 5-17부터 Fig. 5-22까지는 500[W]급 MPPT용 배터리 충전 DC-DC Converter로 동작할 경우 실험 파형이다.



Fig. 5-17. Forward Measurement Result 1(Input) $V_s=14.43[V]$



Fig. 5-18. Forward Measurement Result 2(Output) $V_o=12.20[V]$

컨버터 입력단의 입력전압 14.43[V]에서 입력전류 37.84[A]로 입력전력은 548.1[W]이다. 컨버터 출력단의 출력전압 12.20[V]에서 출력전류 41.0[A]로 출력전력 500.2[W]가 나오는 것을 확인할 수 있었다.



Fig. 5-19. Forward Measurement Result 3(Input) $V_s=23.20[V]$

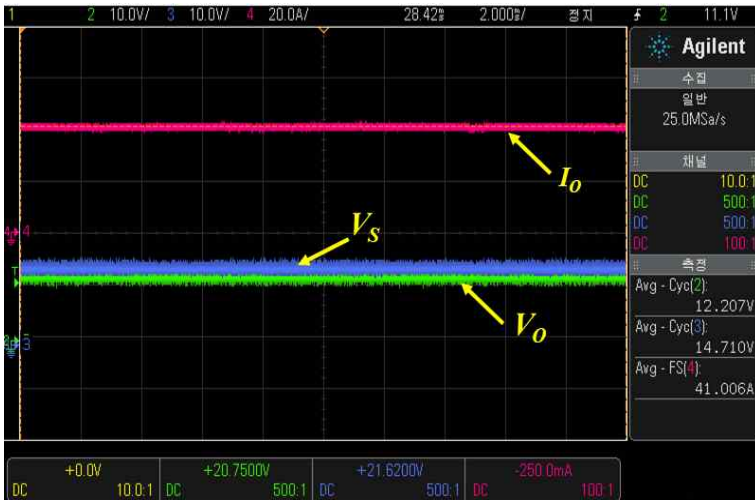


Fig. 5-20. Forward Measurement Result 4(Output) $V_o=12.20[V]$

컨버터 입력단의 입력전압 23.20[V]에서 입력전류 23.57[A] 입력전력은 546.8[W]이다. 컨버터 출력단의 출력전압 12.20[V]에서 출력전류 41.0[A]로 출력전력 500.2[W]가 나오는 것을 확인할 수 있었다.



Fig. 5-21. Forward Measurement Result 5(Input) $V_s=30.33[V]$



Fig. 5-22. Forward Measurement Result 6(Output) $V_o=12.20[V]$

컨버터 입력단의 입력전압 18.74[V]에서 입력전류 18.74[A] 입력전력은 567.8[W]이다. 컨버터 출력단의 출력전압 12.20[V]에서 출력전류 41.0[A]로 출력전력 500.2[W]가 나오는 것을 확인할 수 있었다. Fig. 5-23부터 Fig. 5-24까지는 500[W]급 MPPT용 배터리 방전 DC-DC Converter로 동작할 경우 실험 파형이다.



Fig. 5-23. Reverse Measurement Result 1(Input) $I_{IN} = -43.17[A]$



Fig. 5-24. Reverse Measurement Result 2(Output) $I_{IN} = -20.10[A]$

Fig. 5-23과 5-24는 과형은 역방향 실험 결과로 기준방향의 역방향이기 때문에 전류는 (-)가 출력으로 나타나며, 입력전압은 12[V]에서 출력전압 24[V]가 출력되도록 실험을 수행하였으며 실험 결과 입력전류 -43.17[A], 출력전류 -20.1[A]로 역방향으로 출력되는 것을 확인하였다.

Fig. 5-25는 컨버터의 최대효율을 측정한 화면으로 최대효율 95.17[%]가 나오는 것을 확인하였다.



Fig. 5-25. Converter Maximum Efficiency Measurement Screen

C. 결과고찰

PV cell 최대출력전력과 컨버터의 출력전력은 인덕터가 병렬로 연결되어 전류가 2배로 증가한다. 즉 인덕터 전류(IRL1)과 인덕터 전류(IR2)가 합쳐져 출력전류(Io)는 최소값은 20[A], 최대값은 26[A]가 되고 평균 출력전류는 21[A]이다. 출력전압은 24[V]이므로 출력전력은 최소값 480[W], 최대값 624[W]가 되고 MPPT 추정에 의해 출력전력은 500[W]급으로 유지된다. 500[W] PV-Cell을 모델링한 것으로 MPP에서 V_{mpp} 는 62[V], I_{mpp} 는 8.2[A]의 출력을 발생한다. 오실로스코프의 파형은 PV Cell 입력전압과 컨버터의 출력전력을 나타낸 것으로 MPPT 추정에 의해 500[W]급 컨버터로 동작한다. PV-Cell의 추정 전력은 500[W]급으로 컨버터의 입력전력을 살펴보면 PV-Cell의 MPPT 방식으로 추종되는 것을 볼 수 있었으며 MPPT PV Cell 모델링과 알고리즘을 시뮬레이션 결과와 측정 파형이 같았다. 실험 결과로 PV-Cell을 이용하여 배터리 충전이 가능함을 확인하였다. 전압제어기와 전류제어기는 본 연구에서 CV 충·방전, CC-CV 충·방전을 위하여 사용하였으며 전압제어기의 첫 번째 파형은 입력전압, 출력전압, 출력전압 지령치는 12[V]로 설정하고, 출력전압은 12[V]로 전압제어가 되는 것을 확인할 수 있었다. 실험 결과로 PV-Cell을 이용하여 배터리 충전이 가능함을 확인하였다.

전압제어기와 전류제어기는 본 연구에서 CV 충·방전, CC-CV 충·방전을 위하여 사용하였으며 전압제어기의 첫 번째 파형은 입력전압, 출력전압, 출력전압 지령치는 12[V]로 설정하고, 출력전압은 12[V]로 전압제어가 되는 것을 확인할 수 있었다. 부하전류 41.3[A]의 1/2인 약 20.6[A]씩 흐르며 마지막 파형은 출력전력을 나타낸 파형으로 약 500[W]가 출력됨을 확인할 수 있었다. 전류제어기는 입력전압 48[V], 출력전압 12[V]를 나타내고 두 번째 파형과 각각의 인덕터에 흐르는 전류 파형으로 전류제어 지령치 41.6[A]의 1/2인 약 20.83[A] 흐르는 것을 확인할 수 있으며 전류제어가 이루어지고 있음을 확인할 수 있었다. 출력전력을 나타낸 파형으로 약 512[W]가 출력되었다.

또한, 오실로스코프 파형을 통해 500[W] 출력에 대한 실험 결과로서 입력전압 14.5[V]에서 입력전류 37.8[A]로 입력전력 548.1[W], 출력전압 12.2[V]에서 출력전류 41.0[A]로 출력전력 500.2[W]가 나오는 것을 확인하였다. 위의 실험을 통하여 충전 시 벽 컨버터로 동작이 되었으며 12[V] 배터리 충전기로 사용할 수 있

었으며 500W급 MPPT용 충전 DC-DC 컨버터로 사용 가능성을 검증하였다. 배터리에서 반대 방향으로 전력을 공급했을 때의 시뮬레이션으로 입력전압은 배터리가 되며 PV-Cell의 입력단이 출력으로 출력전압제어를 수행하였으며 출력전압 24[V], 출력전력 500[W]의 시뮬레이션 결과이다. 500[W] 출력을 내기 위하여 전류 부하는 -20.84[A]로 설정하고 시뮬레이션 결과 출력전압은 24[V]로 전압제어 값을 추종하는 것과 출력전류는 20.84[A]로 500[W]가 출력이 되고 있으며 인덕터의 전류는 각각 21.94[A]로 입력전류가 1/2 나누어서 흐르는 것을 확인하였다.

MPPT 모델링 및 시뮬레이션과 실험, 배터리 충전 DC-DC Converter 시뮬레이션과 실험 그리고 배터리 방전 DC-DC Converter 시뮬레이션과 실험을 통하여 컨버터의 최대효율이 95.17[%]인 500[W]급 DC/DC 컨버터의 타당성을 검증하였다.

VI. 결 론

본 논문에서 연구된 태양광발전용 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터는 최대 전력점을 추종하는 MPPT제어 기능을 갖고 단방향이 아닌 양방향 배터리 충방전 시스템이 통합된 새로운 토폴로지를 제안하여 시뮬레이션과 실험을 통한 다음과 같은 결과를 얻었다

1. 500[W]급 충전용 DC-DC Converter를 설계와 제작하였다. DC-DC Converter 입력단에서 출력단으로 순방향으로 전력변환이 이루어질 경우 Buck 동작으로 강압이 이루어진다. 충전용 DC-DC 컨버터로 동작시킬 경우 입력단에 최대전력 추종기법의 조건을 Psim 프로그램을 이용하여 PV Cell 모델링 통해 입력단의 전압원을 인가하였으며 출력단에서는 MPPT 추정제어 및 배터리 충전 시뮬레이션과 실험을 수행하여 효율이 개선된 Buck DC-DC 컨버터 동작을 확인하였으며 PV-Cell의 추정전력은 500[W]급으로 DC-DC 컨버터의 입력전력을 살펴 보면 태양전지의 MPPT 방식으로 추종하는 것을 볼 수 있었으며 시뮬레이션 결과와 실험 측정 파형이 동일하게 추정되는 것을 알 수 있었다.

2. 태양광발전 양방향 배터리 충·방전 DC-DC 컨버터에 관한 연구이다. 충전 DC-DC 컨버터로 동작하기 위해서는 Buck-컨버터의 동작 원리를 적용하고 실제 시뮬레이션과 실험을 통해 DC 12[V] 배터리 충전기에 대한 컨버터를 연구하는 데 있으며 컨버터 충전 시스템 제작 및 특성분석을 연구결과 태양전지를 이용하여 배터리 충전이 가능함을 확인하였다. 전압제어기와 전류제어기는 본 연구에서 CV 충·방전, CC-CV 충·방전을 위하여 사용하였으며 출력 전압은 12V이고 인덕터의 전류는 부하전류 41.3[A]가 흘러 출력전력을 약 500[W]가 출력됨을 확인할 수 있었다.

3. 충·방전용 DC-DC 컨버터로 동작하기 위해서는 Boost-컨버터의 동작 원리를 적용하고 실제 시뮬레이션과 실험을 통해 배터리 방전에 대한 컨버터를 연구하는 데 있다. 또한, 컨버터 방전 시스템 제작 및 특성분석을 연구하였다. Boost-컨버터는 승압할 수 있으므로 본 연구에서 사용되는 12[V] 배터리 전압을 14[V]~48[V]까지 승압할 수 있도록 컨버터 시스템을 구현하여 확인하였다.

4. 양방향 배터리 충방전 DC-DC 컨버터는 기존의 단방향 벡-부스트형 DC-DC 컨버터와의 차이점은 양방향 충,방전이 가능하고 동일한 전압 가변 범위를 가지게 되며, 인덕터의 주파수가 기존의 DC-DC 컨버터의 인덕터에 비해 2배의 주파수가 되기 때문에 인덕터의 전류 리플, 부피를 줄일 수 있는 장점이 있다.

5. 또한, 출력단이 펄스 전류원이 되므로 급격한 부하변동에 대하여 안정된 전원단의 출력을 얻을 수 있게 되어 커패시터 전류의 오버슈트의 리플이 작아져 콘덴서의 용량을 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다. 500[W]급 태양광 양방향 배터리 충, 방전 DC-DC 컨버터를 제작하여 실험한 결과 500[W]급 이상의 성능을 보이며, 기존방식을 적용하는 시스템의 효율은 91.12[%]이고, 제안한 방식을 적용한 결과 95.17[%]의 효율을 나타냄을 확인하였다.

이러한 Buck-Boost DC-DC Converter는 다른 전압의 배터리를 충전하거나 실외 전기시설에도 전기를 공급할 수 있다. 태양광 등 신재생에너지 발전으로 생산한 전력을 배터리에 충전한 뒤 전력 수요가 필요하거나 정전 등 비상시 전력으로 활용 가능할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] LEE, J.H., Bae, H.S. and cho, B.H, "Resistive Control for a Photovoltaic Battery Charging System Using a Microcontroller", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue 7, pp. 2713-2723, July. 2008
- [2] Gules R.,De Pellegrin Pacheco J.,Hey H.L.and RnhoffJ., "A Maximum PowerPointTracking System with Parallel Connection for PV StandAloneApplication" ,IEEE Transaction son Industrial Electronics, Vol. 55, Issue7, pp. 2674-2683, July. 2008
- [3] TschirhartD.J.and Jain P.K., "A CLL Resonant Asymmetrical Pulse Width Modulated Converter with Improved Efficiency", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.54, Issue2 pp. 707-715, April.2007
- [4] J.-W. Yang, M.-H. Keum, Y. Choi and S.-K. Han, "A high power density 50kW. bidirectional converter for hybrid electronic vehicle HDC," in 8th IET (International Conference on Power Electronics, Machines and Drives), 2016.
- [5] O. Onar, J. Kobayashi, D. Erb, and A. Khaligh, "A bidirectional highpower-quality grid. interface with a novel bidirectional noninverted buckboost converter for PHEVs," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 61, no. 5, pp. 2018 - 2032, Jun. 2012.
- [6] Jung-yeol Lom, In-Su Cha, "MPPT for Temperature Compensation of Photovoltaic System with Neural Networks", ISES '97, pp275~277, 1997.
- [7] Hyun-seok Ko "The DC-DC converter having the current source applying

- the new switching pattern”, Graduate School Chonnam National University, 2015.
- [8] Hak-oh Sang, A study on EESS operation characteristics of power conversion system by mens of photovoltaic generation, Semyung University Graduate School. 2019.
- [9] Z. Zeng, X. Wang, Y. Wei and Y. Yu, “Research of bi-directional DC/DC converter. topology based on supercapacitor energy storage system in IP transmitter,” in The Journal of Engineering, vol. 2019, no. 16, pp. 1962-1967, March 2019.
- [10] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,” IEEE Transactions on PE, vol. co, no. 4, pp.963~973, 2005
- [11] Y. Zhang, Q. Liu, Y. Gao, J. Li, and M. Sumner, “Hybrid switched capacitor/switched-quasi-Z-Source bidirectional DC-DC converter with wide-voltage-gain range for hybrid energy sources EVs,” IEEE Trans. Ind. Electron., to be published, doi: 10.1109/TIE.2018.2850020.
- [12] F. Shi, R. Li, J. Yang, and W. Yu, “High efficiency bidirectional DC-DC converter with wide gain range for photovoltaic energy storage system utilization,” in Proc. IEEE Int. Power Electron. Appl. Conf. Expo. (PEAC), Shenzhen, China, Nov. 2018, pp. 1 - 6.
- [13] Q. Li and P. Wolrs, “An analysis of the ZVS two-inductor boost converter under variable frequency operation,” IEEE Trans. Power Electron vol. 22, no. 1, pp.120~131, jan. 2007.

- [14] E. V. Solodovnik, S. Liu, and R. A. Dougal, "Power controller design for maximum power tracking in solar installations," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 19, no.5, pp. 1299~1204, Sep. 2004.
- [15] S. Jain and V. Agarwal, "A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems," *IEEE Power Electronic Letter.*, Vol. 2, pp. 16~19, Mar. 2004.
- [16] N. Mutoh, M. Ohno, and T. Inoue, "A method for MPPT control while searching for parameters corresponding to weather conditions for PV generation systems," *IEEE* vol. 53, no. 4, pp.1055~1065, Aug. 2006.
- [17] W. Xiao, N. Ozog, and W. G. Dunford, "Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 54, no. 3, pp. 1696~1704, 2007.
- [18] J. Zhang, J.-S. Lai, R.-Y. Kim, and W. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc - dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1145 - 1153, Jul. 2007.
- [19] Y.-S. Lee and Y.-Y. Chiu, "Zero current switching switched-capacitor bidirectional DC - DC converter," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 152, no. 6, pp. 1525 - 1530, Nov. 2005.
- [20] M. R. Mohammadi, "A Lossless Turn-on Snubber for Reducing Diode Reverse Recovery Losses in Bidirectional Buck/Boost Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1396-1399.
- [21] J. Lei et al., "A novel soft-switching bidirectional DC-DC converter with

- coupled inductors,” in Proc. IEEE APEC Expo., 2013, pp. 3040 - 3044.
- [22] Q. Zhang, Y. Zhang, X. Sun, D. Liu and F. Deng, “The topologies research of a soft switching bidirectional DC/DC converter,” IECON 2017 - 43rd Annual Conf. of the IEEE Ind. Electron. Society, Beijing, 2017, pp. 7884-7888.
- [23] Xiaodong Li; Bhat, A.K.S., “Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter,” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, no. 4, pp. 850~862, April 2010.
- [24] Schupbach, R.M.; Balsa, J.C., “Comparing DC-DC converter for power management in hybrid electric vehicles,” Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC '03. International, vol. 3 no., pp. 1369~1374 vol, 1-4 jun 2003.
- [25] Suk-Ho Ahn, Ji-Woong Gong, Sung-Roc Jang, Hong-Je Ryoo, Duk-Heon Kim, “Design and Implementation of Enhanced Resonant Converter for EV Fast Charger”, J Electra Eng Technol Vol. 9, No. 1: 143~153, 2014.
- [26] Tremblay, O., Dessaint, L.-a., Dekkiche, A.-I., “A generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles”, VPPC 2007. IEEE, pp. 284~289, 9~12 sept, 2007.
- [27] Wujong Lee, Byung-Moon Han, Hanju Cha “Battery ripple current reduction in a three-phase interleaved DC-DC converter for 5kW battery charger” 2011 IEEE ECCE pp. 3535~3540.
- [28] H. Wu K. Sun L. Chen L. Zhu Y. Xing “High step-up/step-down

- soft-switching bidirectional dc-dc converter with coupled-inductor and voltage matching control for energy storage systems" IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 63 no. 5 pp. 2892-2903 May 2016.
- [29] R. H. Ashique Z. Salam "A family of true zero voltage zero current switching (zvzcs) non-isolated bidirectional dc-dc converter with wide soft switching range" IEEE Transactions on Industrial Electronics 2017.
- [30] S.Y,R.Hui, I.Oppermann, F. Pasalic, "Microprocessor Based Random PWM Schemes for DC-DC Power Conversion", IEEE. PESC, pp. 307~312, 1995.
- [31] J.-W. Yang and H.-L. Do, "Soft-switching bidirectional DC - DC converter using a lossless active snubber," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 61, no. 5, pp. 1588 - 1596, May 2014.
- [32] E. Sanchis-Kilders, A. Ferreres, E. Maset, J. B. Ejea, V. Esteve, J. Jordan, A. Garrigos, and J. Calvente, "Soft switching bidirectional converter for battery discharging - charging," in Proc. IEEE APEC Conf. Rec., 2006, pp. 603 - 609.
- [33] K. T. Chau, T. W. Ching, and C. C. Chan, "Bidirectional soft-switching converted DC motor drives," in Proc. IEEE PESC Conf. Rec., 1998, pp. 416 - 422.
- [34] K.-H. Chao and C.-H. Huang, "Bidirectional dc - dc soft-switching converter for stand-alone photovoltaic power generation systems," IET Power Electron., vol. 7, no. 6, pp. 1557 - 1565, Jun. 2014.
- [35] J.-W. Yang H.-L. Do "High-efficiency bidirectional dc - dc converter

- with low circulating current and ZVS characteristic throughout a full range of loads" IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 61 no. 7 pp. 3248-3256 Jul. 2014.
- [36] J.-H. Lee et al., "Auxiliary switch control of a bidirectional soft-switching dc-dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 12, pp. 5446 - 5457, Dec. 2013.
- [37] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "Analysis of Diode Reverse Recovery Effect on the Improvement of Soft-Switching Range in Zero-Voltage-Transition Bidirectional Converters," IEEE Trans. Ind. Electron. vol.62, no.3, pp.1471-1479, Mar. 2015.
- [38] Mohammadi, M.R., Farzanehfard, H.: 'A bidirectional zero voltage transition converter with coupled inductors'. 2010 IEEE Int. Conf. on Power and Energy (PECon), 29 November - 1 December 2010, pp. 57 - 62.
- [39] G. Chen et al., "A family of zero-voltage-switching magnetic coupling nonisolated bidirectional dc - dc converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 8, pp. 6223 - 6233, Aug. 2017.
- [40] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "Family of Soft-Switching Bidirectional Converters With Extended ZVS Range," in IEEE Trans on Ind. Electron., vol. 64, no. 9, pp. 7000-7008, Sept. 2017.
- [41] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "A new family of zero-voltage-transition nonisolated bidirectional converters with simple auxiliary circuit," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 3, pp. 1519 - 1527, Mar. 2016.

- [42] P. Das, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "Analysis and design of a nonisolated bidirectional ZVS-PWM dc-dc converter with coupled inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2630 - 2641, Oct. 2010.
- [43] P. Das, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A nonisolated bidirectional ZVS-PWM active clamped dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 553 - 558, Feb. 2009.
- [44] M. Aamir and H. J. Kim, "Analysis of ZVS non-isolated bidirectional dc-dc converter," in *Proc. IEEE Int. Midwest Symp. Circuits Syst.*, 2011, pp. 1 - 4.
- [45] M. Ahmadi, M. R. Mohammadi, E. Adib and H. Farzanehfard, "Family of non-isolated zero current transition bi-directional converters with one auxiliary switch," in *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 158-165, Feb. 2012.
- [46] A. Mousavi, M. Pahlevaninezhad, P., Das, and P. Jain, "ZCS PWM bidirectional dc-dc converter with one auxiliary switch," in *Proc. 2011 IEEE Energy Convers. Congr. Expo (ECCE)* , pp.1175-1180, Sep. 2011.
- [47] T. Mishima, S. Masuda, and M. Nakaoka, "A ZCS-PWM bidirectional dc-dc converter with a two-terminal resonant tank-based auxiliary switching cell, " *Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.4043-4050, Sep. 2014.

- [48] H.-L. Do, "Nonisolated bidirectional zero-voltage-switching dc - dc converter, IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 9, pp. 2563, 2569, Sep. 2011.
- [49] Y. Zhang, X. Cheng, C. Yin and S. Cheng, "Analysis and Research of a Soft Switching Bidirectional DC - DC Converter Without Auxiliary Switches," in IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 2, pp. 1196-1204, Feb. 2018.
- [50] D.-Y. Jung, S.-H. Hwang, Y.-H. Ji, J.-H. Lee, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, "Soft switching bidirectional DC/DC converter with a LC series resonant circuit," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 4, pp. 1680 - 1690, Apr. 2013.
- [51] M. R. Mohammadi, H. Farzanehfard and E. Adib "Soft-Switching Bi-directiona Buck/Boost Converter with Lossless Passive Snubber" IEEE Transactions on Industrial Electronics 2019.

감사의 글

박사과정을 진행하면서 제 박사학위 논문이 잘 마무리 되도록 도움을 주신 많은 분께 이 글을 통해 감사의 인사를 드리고자 합니다.

산중의 삶 / 청과 조흥현

유유히 흐르는 삶 속에 나그네의 인생이 있네
시간이 멈춘듯한 시공 속에 나그네는 묵묵히 자연과 동화되어
신선인 양 살라 하네

새들도 숨죽여 노래하는 깊은 산골에 홀로 발을 갈고
이마에 흐르는 땀방울을 바람이 닦아 주네

하나하나 쌓은 돌담처럼 나그네 이마의 주름도
세월과 함께 깊어가고 인생의 훈장처럼 늘어 나네

학부과정, 대학원과정, 박사 졸업까지 노고를 아끼지 않으신 조금배 교수님께 감사의 말씀을 드립니다.

항상 저의 멘토가 되어 주시고 삶의 방향을 일깨워 주셔서 진심으로 무한 감사드립니다.

박사과정 지도교수이신 김남훈 교수님에게도 감사의 말씀을 드립니다.
논문 지도 위원이신 최연옥, 김원배, 김대곤 교수님에게도 심심한 감사의 마음을 글로나마 전하고자 합니다.

항상 한결같은 마음으로 힘이 되어 주시는 임양수, 김평호, 양정태, 황

승호, 윤중현 교수님에게 감사함을 전하고자 합니다.

지금은 고인이 되신 할머니, 아버지, 어머니 고맙습니다, 지금껏 키워 주시고 못난 손자 불초한 자식을 위해 헌신해 주셔서 감사합니다.

제 아내 나선애님에게도 이 기회를 빌려 감사함과 고마움을 전합니다. 제가 사는 동안 도움을 주신 많은 지인 분들 감사드리며, 삼우회 회원님 감사드립니다.

박사과정 시작, 그리고 끝까지 동료로서 함께 해주신 서동수님 글로나마 감사함과 고마움을 전합니다.

논문 마무리 작업에 도움을 주신 박인선, 송형아 대표님 고마움과 감사함을 전합니다.

항상 겸손한 자세로 배려하며 세상에 희망이 되는 삶을 살겠습니다.

감사합니다.

2020년 12월

조 흥 현