



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](#)

2014年 2月
工學碩士學位論文

능동 클램프 플라이백 컨버터를
이용한 태양광발전시스템

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

全法俊

2014年
2月
碩士學位論文

능동 클램프 플라이백 컨버터를 이용한 태양광발전시스템

全法俊

능동 클램프 플라이백 컨버터를
이용한 태양광발전시스템

Photovoltaic System
Using Active Clamp Flyback Converter

2014年 2月 25日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

全法俊

능동 클램프 플라이백 컨버터를 이용한 태양광발전시스템

指導教授 曹 錦 培

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함.

2013 10月

朝鮮大學校 大學院

全 法 俊

全法俊의 碩士學位 論文을 認准함.

委員長 朝鮮大學校 教授 白 亨 來 印

委 員 朝鮮大學校 教授 崔 然 玉 印

委 員 朝鮮大學校 教授 曹 錦 培 印

2013年 11月

電氣工學科

朝鮮大學校 大學院

목 차

ABSTRACT

I. 서 론	1
II. 이론적 고찰	2
A. 태양광 발전	2
1. 태양전지 특성	2
2. MPPT 제어	4
3. P&O 제어방식	5
4. IncCond 제어방식	6
B. 플라이백 컨버터	9
1. 플라이백 컨버터의 특징	9
2. 플라이백 컨버터의 동작	10
C. Active Clamp 플라이백 컨버터	13
1. Active Clamp 방식의 회도로	13
2. 컨버터의 동작모드	14
3. 컨버터의 설계조건	18
III. 시뮬레이션	23

A. PV Module	24
B. IncCond MPPT 제어	25
C. Active Clamp 플라이백 컨버터	27
IV. 결 론	34

참고문헌

List of Tables

Table 1 Parameters of PV system	24
Table 2 Parameters of active clamp flyback converter	28

List of Figures

Fig. 1	PV module characteristics curve according to variation irradiation	3
Fig. 2	PV module characteristics curve according to variation temperature	4
Fig. 3	Flow chart of P&O method system algorithm	6
Fig. 4	Flow chart of IncCond method system algorithm	8
Fig. 5	Schematic of flyback converter	9
Fig. 6	Switch is turn on in the schematic	11
Fig. 7	Switch is turn off in the schematic	11
Fig. 8	Schematic of active clamp flyback converter	13
Fig. 9	Active clamp flyback converter operation mode	17
Fig. 10	Waveforms of each part of acitve clamp flyback converter	17
Fig. 11	The ideal current waveform of the clamp capacitor	19
Fig. 12	Block diagram of the control algorithm using Matlab-simulink	23
Fig. 13	Block diagram of the PV module	24
Fig. 14	Simulink configuration of MPPT controller	25
Fig. 15	Output characteristics using P&O MPPT control method	26
Fig. 16	Output characteristics using IncCond MPPT control method	26
Fig. 17	Block diagram of the active clamp flyback converter	27
Fig. 18	Schematic of active clamp flyback converter in to connect PV	28
Fig. 19	Schematic of active clamp flyback converter using Psim	29
Fig. 20	Waveforms of each part of active clamp flyback converter using Psim	29
Fig. 21	S_1 switch voltage and current waveforms	30
Fig. 22	Output waveforms of the clamp capacitor and diode current	31
Fig. 23	The basic flyback converter switching loss waveform	32

Fig. 24 Active clamp flyback converter switching loss waveform 32
Fig. 25 The basic flyback converter output waveforms 33
Fig. 26 Active clamp flyback converter output waveforms 33

ABSTRACT

Photovoltaic System Using Active Clamp Flyback Converter

Jeon, Beop Jun

Advisor : Prof. Geum-Bae Cho, Ph.D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

PV power generation requires higher initial investment and power generation cost than the existing fossil fuel does. Therefore, it is greatly important to reduce the cost of PV system. Also, in the case of the maximum voltage of a solar array, its energy density is lowered by the changes in solar radiation and temperature, and its efficiency falls by environmental loss.

The maximum power point tracking (MPPT) helps solar cells to operate near the maximum output power point at all times for improving efficiency of PV system.

The most used ways of MPPT are a constant voltage control mode control method, a perturbation and observation (P&O) control method, and an incremental conductance (IncCond) control method.

This paper suggests a circuit, as one of ways of the MPPT, which improves efficiency of the photovoltaic system by using Active Clamp flyback and decreases loss in elements while switching to control the IncCond. To test validity of ways shown in this paper, this paper performances the simulation by using both Matlab and Psim, and compares and analyzes its result.

I. 서론

태양에너지를 에너지원으로 하는 태양광발전 (Photovoltaic : PV)시스템은 광기전력효과(Photovoltaic effect)에 의하여 빛에너지를 직접 전기에너지로 변환하는 반도체 소자인 태양전지를 이용한 발전시스템이다. 또한 오염이나 소음 등의 공해가 없고 무한하며, 반도체 소자로서 수명이 길고 발전설비에 대한 유지관리가 거의 필요없고 설치가 비교적 용이하다. 그러나 태양광 에너지는 기존의 화석연료에 비해 초기 투자비와 발전단가가 높아 태양광 시스템의 비용을 낮추는 것이 매우 중요하지만 태양전지 어레이의 최대전압은 일사량과 온도의 변화에 따라 에너지 밀도가 낮아지며 환경에 따른 손실에 의해 효율이 떨어진다.^[1]

태양광발전의 효율을 높이기 위해 태양전지가 항상 최대 출력 전력점 근처에서 동작하도록 하는 것을 최대 전력 추종 제어 라고 한다.

최대 전력 추종 제어의 여러 가지의 제어방법 가운데 일반적으로 널리 사용하는 방법으로는 일정 전압 제어방식과 P&O 제어방식과 IncCond 제어방식이 있다. 태양광 발전에 사용되는 DC-DC컨버터의 스위칭 소자에 걸리는 전압 스트레스는 스위치의 턴 온, 턴 오프 동작 시 필연적으로 발생하게 되며 특히 턴 오프 시에 발생하는 전압스트레스는 스위칭 소자에 심각한 영향을 주어 효율을 저감시킨다. 따라서, 스위치 턴 오프 시에 스위칭 손실을 줄일 수 있는 Active Clamp 방식의 DC-DC 컨버터에 관한 연구가 수행되고 있다.

본 논문에서는 태양광 발전시스템의 효율을 개선하기 위하여 MPPT 제어방식에 기존의 일반적인 플라이백 컨버터보다 스위칭 손실이 개선된 Active Clamp 방식의 플라이백을 적용하여 스위칭 동작을 통해서 스위칭 손실의 감소와 태양광발전시스템의 출력 효율의 개선을 확인하고자 한다.

II. 이론적 고찰

A. 태양광 발전

1. 태양전지 특성

태양전지는 한 개의 이상적인 다이오드와 광전류 I_{ph} 의 크기를 갖는 정전류원으로 구성되어 있지만 이상적인 다이오드를 제작하는 것이 불가능하므로 접촉저항 및 표면층의 시트 저항 등을 표시하는 직렬저항 R_s 와 병렬저항 R_{sh} 를 고려해야 한다.^{[2][3]}

광전류 I_{ph} 는 일사강도에 따라 선형적으로 변화된다. 단락전류는 $I_{sc} = I_{ph}$ 이므로 식 (1)와 같이 된다.^[4]

$$I_{sc} = \frac{I_{sc}}{G} G_{eff} \quad (1)$$

여기서 G 는 표준 시험조건에서 일사강도이고 I_{sc} 는 STC에서 태양전지 단락전류이며 G_{eff} 는 실제 조사되는 일사강도이다. STC는 일사강도 $1000 [W/m^2]$, AM1.5, 태양전지 온도 $25^\circ C$ 인 표준상태이다.

따라서 일사강도에 따른 태양전지의 출력특성은 그림 1과 같이 전압의 변화는 미소하지만 단락전류는 크게 변화된다.

태양전지의 개방전압 V_{oc} 는 태양전지의 온도 T 의 증가에 따라 선형적으로 감소

하며 식 (2)과 같다.

$$V_{oc}(T) = V_{oc}^* + (T - T^*) \frac{dV_{oc}}{dT} \quad (2)$$

여기서 V_{oc}^* , T^* 는 STC에서의 태양전지 개방전압 및 온도이고 실리콘 태양전지에
서 일반적으로 $\frac{dV_{oc}}{dT} = -2.3$ [mV/(°C·cell)] 이다.

따라서 태양전지 온도에 따른 태양전지의 출력특성은 그림 2와 같이 전류의 변화
는 미소하지만 개방전압은 크게 변화된다.

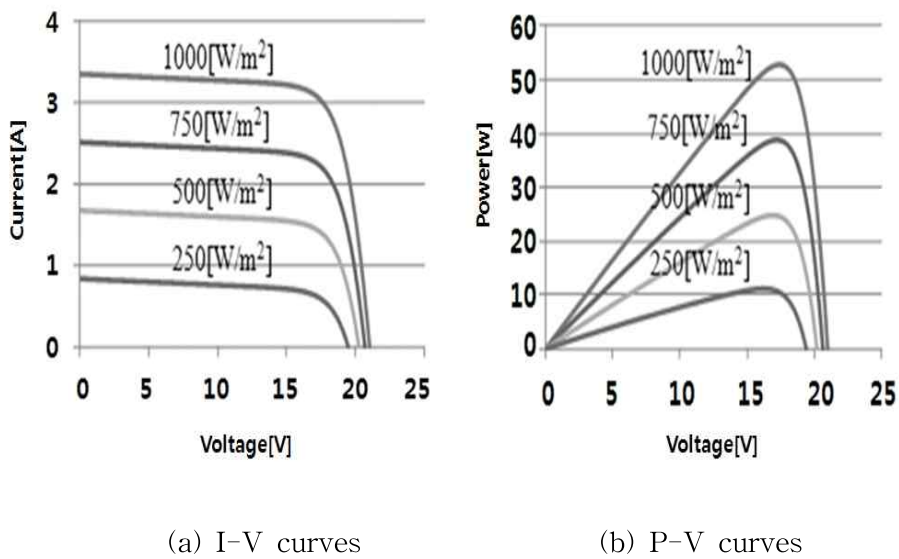
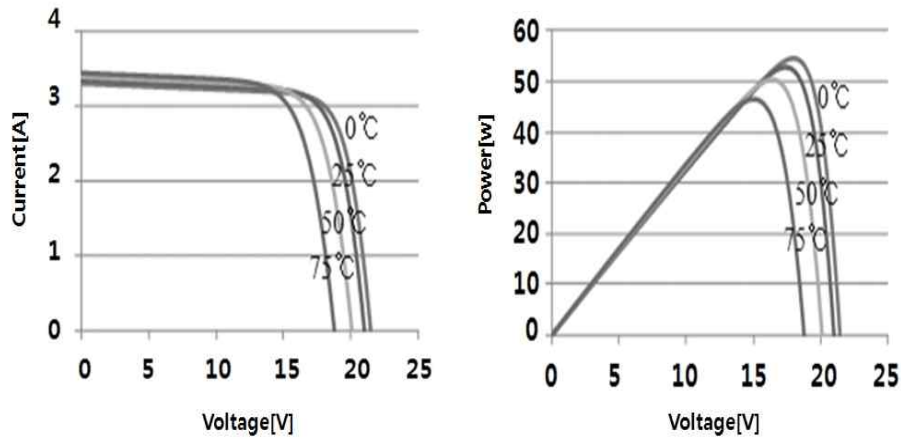


Fig. 1 PV module characteristics curve according to variation irradiation



(a) I-V curves

(b) P-V curves

Fig. 2 PV module characteristics curve according to variation temperature

2. MPPT 제어

태양전지 어레이의 최대전압은 일사량과 온도에 의해서 순시적으로 변화한다. 이 때문에 태양전지의 특성이 변화하지 않아도 동작점이 변하게 되어 최대 출력을 얻을 수 없다.

따라서 태양전지를 효율적으로 동작시키기 위해서는 태양전지 출력을 항상 최대 전력점에서 동작하도록 하는 제어가 필요하다. 이러한 태양전지 최대 전력점을 찾아 제어하는 방식을 최대 전력출력 추종 제어 MPPT라고 한다.^[5]

MPPT 제어 알고리즘은 일사량에 따라 가변하는 태양전지의 최대 출력점을 추정하여 전압지령치로 출력하는 동작을 하며 MPPT는 태양전지 어레이에 연결된 부하를 제어하여 임피던스 배칭을 최적화하여 최대 출력점 동작이 가능하게 되며 그 제어방

법은 크게 하드웨어적인 분류방식으로 아날로그와 디지털 방식으로 분류된다.

알고리즘 측면에서는 일정 전압제어 알고리즘, P&O 알고리즘, IncCond 알고리즘 등으로 분류할 수 있다. 일반적으로 P&O법과 IncCond법이 많이 쓰이고 있으며 이 방법은 전력-전압의 기울기에 의해 제어하는 방식이며 많은 실험을 통해 IncCond법이 P&O법보다 향상된 알고리즘을 증명하고 있으며 P&O방식에 비하여 IncCond방식이 태양 일사량에 빠르게 추적하여 태양의 최대 출력에 유리한 알고리즘이다.^{[5][6]}

3. P&O 제어방식

P&O MPPT 제어방법은 간단한 피드백 구조를 갖으며 소수의 측정 파라미터를 갖기 때문에 널리 사용된다. 태양 전지 어레이의 출력전압을 주기적으로 증가 또는 감소를 시켜 이전의 출력과 현재의 출력을 비교하여 최대 전력 동작점(MPP)을 찾는 방법이다.

이는 태양 전지 전압을 주기적으로 증가 또는 감소시킴으로써 동작하며, 이전의 교란주기동안의 태양전지 어레이 출력 전력과 함께 현재 어레이 출력 전력 비교에 의해 최대전력의 상태를 연속적으로 추적하는 방법이다.^[7]

이 방법은 그림 3과 같은 방법의 알고리즘으로 동작한다. 전압과 전류의 곱으로 출력을 만들고 이 출력은 현재의 출력 값과 비교하여 현재 출력 값이 더 크고 전압 값도 더 클 때에는 V_{ref} 에 Step 값 (ΔV)을 더해주고 반대로 전압 값이 더 작다면 Step 값을 빼준다. 반대로 현재의 출력 값보다 이전의 출력 값이 더 크며 현재 전압 값이 더 클 경우 Step 값을 빼주고 현재의 전압이 더 적다면 Step 값을 더해준다.

P&O 방식은 MPP에 이르렀을 때 알고리즘은 일정 혹은 천천히 변하는 환경조건에서 자려진동 할 것이며 그 결과 태양전지 어레이의 손실이 발생하게 된다. 이 알고

리즘의 단점은 환경조건이 급하게 변할 경우 MPP 추적속도가 늦어지게 되며 급변하게 변하는 일사량에서는 적용하기 힘들다. 따라서 P&O 알고리즘은 환경조건이 급하게 변할 경우에는 태양전지 어레이에 손실이 발생한다.

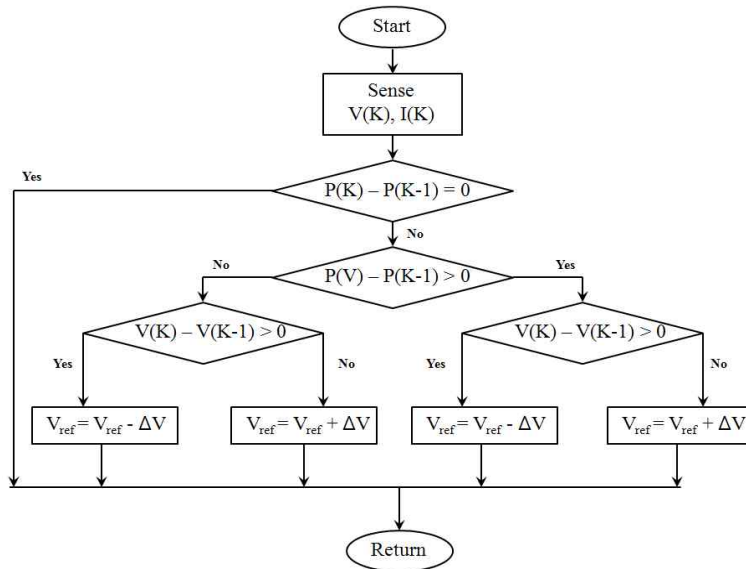


Fig. 3 Flow chart of P&O method system algorithm

4. IncCond 제어방식

IncCond(Incremental Conduatcne) 방법은 부하 임피던스와 태양전지 임피던스와의 비교에 의해서 태양 전지 출력을 제어하는 방법이며 P&O 알고리즘의 결점을 피하기 위한 방법이다.^[8]

IncCond 알고리즘은 어레이 단자전압의 값이 상대적인 MPP 전압에 따라 조절되어진다. 태양전지 전압 V에 대한 출력전력 P의 미분이 최대 전력점에서 '0'이 된다는

이론을 기초로 한 제어 방법이다. P-V 특성을 보면 최대 전력점을 기준으로 왼쪽의 미분 값은 '0'보다 전력의 증가 즉 $dP/dV > 0$ 이며 , 오른쪽은 '0'보다 전력의 감소 즉 $dP/dV < 0$ 이다. 이를 정리해보면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$V = V_{mp} \quad \frac{dP}{dV} = 0 \quad (3)$$

$$V < V_{mp} \quad \frac{dP}{dV} > 0 \quad (4)$$

$$V > V_{mp} \quad \frac{dP}{dV} < 0 \quad (5)$$

V_{mp} 는 최대 출력 전력점의 전압을 나타낸다. 식 (3)로부터 $P = VI$ 와의 관계를 이용하여 식 (6)를 구한다

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \frac{dI}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I \frac{dI}{dV} \quad (6)$$

식 (3)과 식 (6)를 이용하여 MPP조건 $V = V_{mp}$ 를 만족하는 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (7)$$

이 알고리즘은 DC-DC 컨버터의 입력이나 P&O 알고리즘의 기준 전압 V_{ref} 를 조정함으로써 이행된다. 필요 증분 dV 와 dI 의 변화는 이전 주기에 측정된 V 와 I 의 값에 대하여 가장 최근 값을 비교함으로써 접근시킨다.

$$dV(k) \approx V(k) - V(k-1) \quad (8)$$

$$dI(k) \approx I(k) - I(k-1) \quad (9)$$

MPPT 를 찾기 위한 중심함수는 다음과 같은 조건을 적용한다.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (10)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (11)$$

식 (10)의 조건과 일치한다면 시스템은 MPP에서 동작하게 되므로 동작전압을 바꿔 줄 필요가 없다. 하지만 식 (10)에서 동작을 하지 않을 경우 식 (4)과 식 (5)에 대한 식 (11)을 전압이 V_{mp} 보다 크거나 작을 때 동작하는 시스템 조건을 결정하기 위해 사용한다. 이 때 항상 MPP 동작전압이 조정되어 최대전력을 얻을 수 있게 된다.^{[8][9]}

그림 4는 IncCond 제어방식 제어알고리즘 순서도를 나타내고 있다.

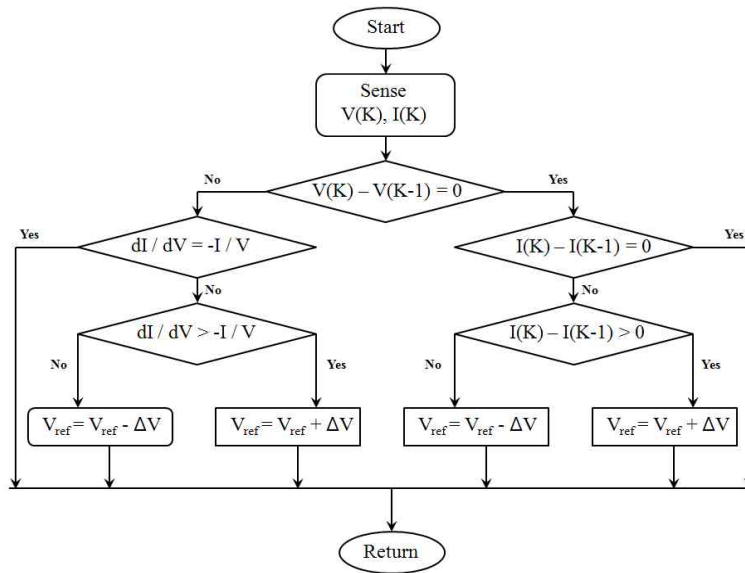


Fig. 4 Flow chart of IncCond method system algorithm

B. 플라이백 컨버터

1. 플라이백 컨버터의 특징

태양광 발전에 쓰이는 컨버터로는 강압형 벅 컨버터, 승압형 부스트 컨버터, 승압압형인 벅 부스트 컨버터 그리고 플라이백 컨버터를 사용한다. 플라이백 컨버터는 벅 부스트와 마찬가지로 승압과 강압 모두 다 가능한 컨버터이나 입력과 출력과 접지가 다른 절연형 플라이백 컨버터, 접지가 같은 비 절연형 벅 부스트 컨버터라는 차이가 있다. 하지만 플라이백 컨버터에는 고주파 트랜스포머가 삽입되어 부피는 커지는 단점을 갖고 있으나 전원측과 부하측이 전기적으로 절연되어 안전성을 추구 할 수 있으며 트랜스의 턴수를 조절해서 전압 gain 범위가 넓어지는 장점이 있다.

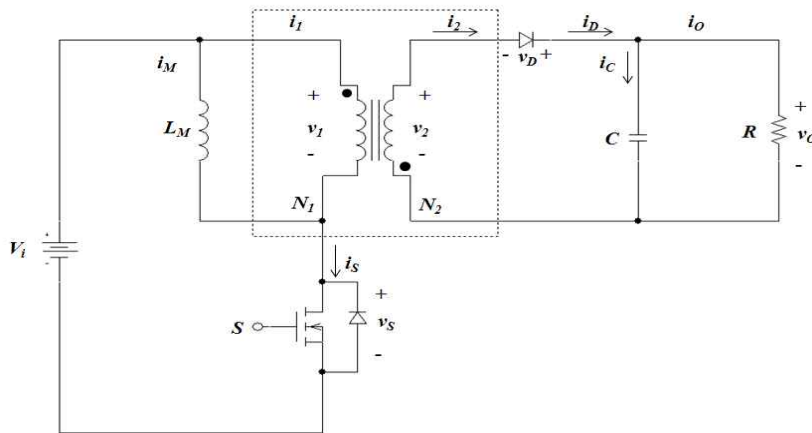


Fig. 5 Schematic of flyback converter

그림 5는 DC-DC 플라이백 컨버터의 기본 회로도를 나타내고 있다.

그림 5에서는 변압기는 점선 부분의 권선비 $n_T(N_2/N_1)$ 를 갖는 이상적인 변압기

와 자화 인덕터 L_M 의 두 부분으로 나누어진다. L_M 은 변압기의 자화 인덕터를 나타낸다.^[10]

벽 부스트 컨버터와 비교해 보면 컨버터의 인덕터 L 이 변압기의 자화 인덕터 L_M 으로 대체되고 스위치 S 의 위치가 위에서 아래로 바뀐 것이 다를 뿐 모든 회로의 구성은 동일하다. 따라서, 플라이백 컨버터의 동작원리는 벽-부스트 컨버터와 동일하다. 즉 컨버터의 스위칭 주기가 T 로 일정하게 제어되고, 스위칭 주기 T 에 대해 스위치 S 가 온되는 구간을 DT 라 하면, 스위치 S 가 오프되어 자화 인덕터 전류 i_M 이 다이오드 D 를 통해서 출력측에 전달되는 구간은 나머지 $(1-D)T$ 가 된다. 따라서 출력전압 V_o , 자화 인덕터 전류 i_M 에 대한 정상상태 해석은 벽 부스트 컨버터와 동일하며 절연특성이 있고 변압기의 권선비가 nT 인 경우에는 이의 영향만을 고려해 주면 된다. 즉 출력전압 v_o 의 평균값 V_o 는 식 (12)와 같다.

$$V_o = nT \cdot \frac{D}{(1-D)} \cdot V_i \quad (12)$$

2. 플라이백 컨버터의 동작

플라이백 컨버터에 스위치 온과 오프 두 가지의 동작을 한다. 스위칭 소자 턴온 시 1차측 권선으로 전류가 흐르게 되고 이 권선에는 입력전압이 유기된다. 한편 2차측 권선에는 극점의 방향에 의해 1차측과 반대 극성의 전압이 유기되므로 다이오드 D 는 역 바이어스 되어 턴 오프가 된다. 따라서 1차 권선의 자화 인덕턴스에서만 에너지가 축적된다.

그림 6은 스위치가 턴온 상태에서의 회로도로서 턴온시 자화 인덕턴스 L_M 에 흐르는 전류는 선형적으로 증가하며, 이상적인 변압기의 권선에는 전류가 흐르지 않게

된다. 이것은 실제 변압기에서 1차 권선에 흐르는 전류는 선형적으로 증가하지만 2차 권선에는 전류가 흐르지 않는다.

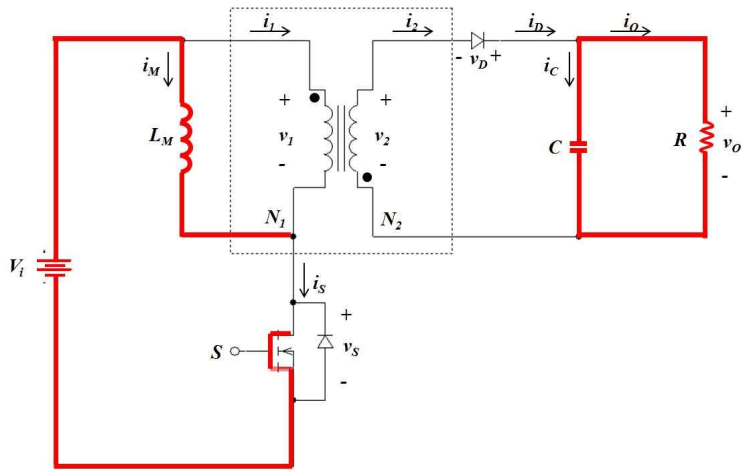


Fig. 6 Switch is turn on in the schematic

그림 7은 스위치가 턴 오프 상태에서의 회로도를 나타낸다.

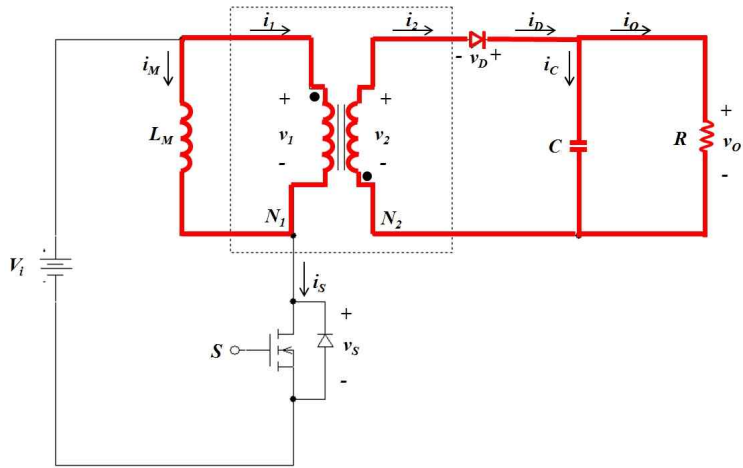


Fig. 7 Switch is turn off in the schematic

턴 오프가 되면 턴 온 시에 흘렀던 자화 인덕턴스 L_M 에 흐르는 전류가 순간적으로 변화하지 않고 변압기 1차 권선을 통해 자화 인덕턴스 전류 i_{L_M} 가 흐르게 된다. 자화 인덕턴스 전류 i_{L_M} 이 1차측 권선에 전류가 흘러 나가게 되고 2차측 전류가 다이오드에 흐르는 순방향 전류 i_D 가 된다. 출력 전압이 V_o 로 일정하게 유지되고 있다고 가정하면 변압기 2차측 전압 V_2 는 $-V_o$ 가 된다. 2차측 전에 의해 1차 권선에 전압이 유지되어 자화 인덕턴스 L_M 양단에는 전압이 걸리게 된다. [11] 플라이백 컨버터는 DC-DC컨버터의 스위칭 소자에 걸리는 전압 스트레스는 스위칭 턴 온, 턴 오프 동작 시 필연적으로 발생하게 되며 특히 턴 오프시에 발생하는 전압 스트레스는 스위칭소자에 심각한 영향을 준다.

C. Active Clamp 플라이백 컨버터

1. Active Clamp 방식의 회로도

일반적인 플라이백 컨버터는 일반적으로 적은 소자를 사용함에 따라 비용이 절감되며 소형화가 가능하며 절연성으로 안정적이라는 장점이 있는 반면 부피가 커지고, 전력변환 효율이 떨어지며, 누설인덕턴스로 인한 2차 전압의 스파크와 높은 피크 전류로 인해 스위치 소자에 악영향을 미친다.^[12]

본 논문에서는 플라이백 컨버터에서 발생하는 스위칭 손실을 줄이기 위해 스위치 턴 오프 시에 스위칭 소자와 직렬 연결 되어있는 변압기의 저장된 에너지를 없애주기 위하여 Active Clamp 방식의 회로도를 사용한 Active Clamp 플라이백 컨버터를 적용하였다.

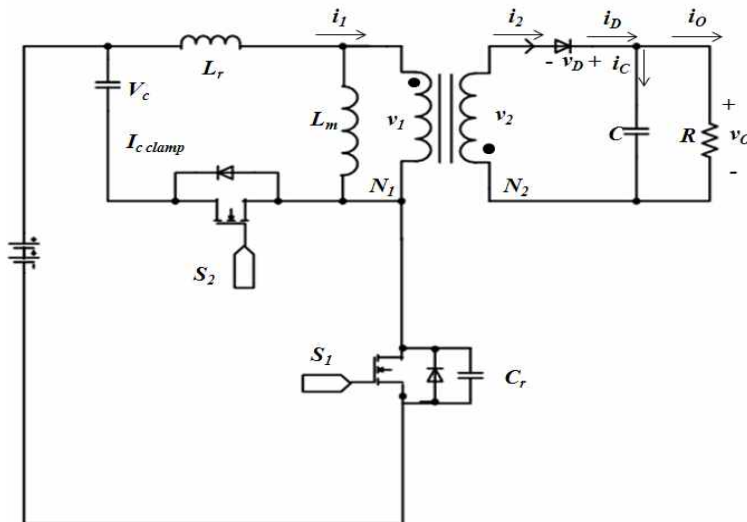


Fig. 8 Schematic of active clamp flyback converter

2. 컨버터의 동작모드

Active Clamp 플라이백 컨버터의 상세한 동작 상태는 아래의 7가지 동작으로 구분이 되며 그 특성과 동작의 모드는 다음과 같다.

[Mode 0] t_0-t_1 구간 :

t_0 에 스위치 S_1 은 온 되고 보조스위치 S_2 는 오프된다.

출력 다이오드 D_1 은 스위치 S_2 의 다이오드와 같이 역바이어스 되어 있다. 공진 인덕터를 포함한 자화 인덕터는 일반적인 플라이백 컨버터의 동작처럼 선형적으로 증가되는 모드이다.

[Mode 1] t_1-t_2 구간:

S_1 이 t_1 에서 턴 오프되면, C_r 은 자화 전류에 의해 충전된다. 이 때 자화전류는 공진 인덕터에 흐르는 전류와 같다. C_r 은 실질적으로 공진 하면서 충전되지만, 충전시간은 매우 짧아 거의 선형적으로 충전되는 특성을 갖는다.

[Mode 2] t_2-t_3 구간 :

t_2 에서 C_r 의 전압이 $V_{in} + V_c$ 와 같아지면 S_2 의 내부다이오드가 자연적으로 턴 온된다. 이 때 클램프 캐패시터에 걸리는 전압은 L_r 과 L_m 에 걸리는 전압 NV_o 로 클램프 된다. C_{damp} 가 C_r 보다 매우 크기 때문에 클램프 캐패시터 C_{damp} 를 충전하기 위해 S_2 의 다이오드 쪽으로 자화 전류 대부분이 흐르게 된다. 따라서 변압기 일차측에 걸리는 전압은 음이 되며 V_{pri} 는 아래 식 (13)과 같다.

$$V_{pri} = -V_c \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad (13)$$

[Mode 3] t3-t4 구간

t_3 에서 2차측 권선 전압이 D_1 을 온 시킬 만큼 충분한 전압이 되며 V_{pri} 는 매우 큰 출력 캐패시터에 의해 근사적으로 NV_o 로 클램프 된다. 이 때 L_r 과 C_{damp} 는 공진을 시작한다.

[Mode 4] t4-t5 구간

t_4 에서 스위치 S_2 가 영 전압에서 턴 오프되면 C_{damp} 는 회로로부터 분리되고 새로운 공진 회로가 공진 인덕터스와 *MOSFET*의 기생 커패시터 사이에 형성된다.

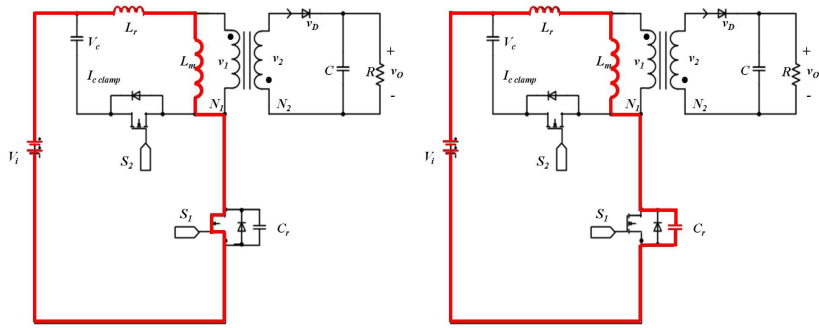
[Mode 5] t5-t6 구간

L_r 에 저장된 에너지가 C_r 에 저장된 에너지 보다 크다는 가정 하에서 t_5 에서 C_r 은 S_1 의 바디다이오드가 도통하는데 충분하게 방전된다. 공진 인덕턴스 양단의 전압은 $V_{in} + NV_o$ 로 클램프 된다.

[Mode6] t6-t7 구간

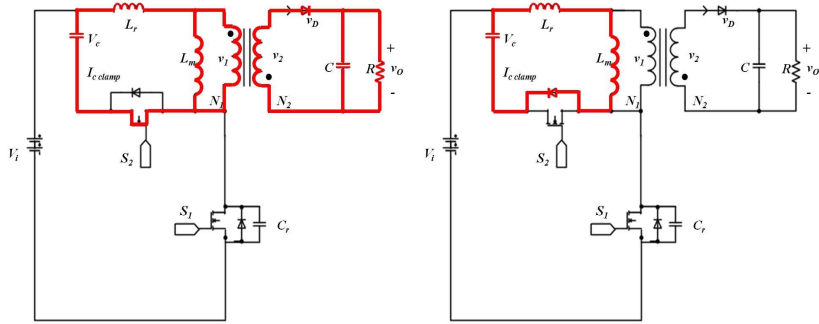
누설 인덕터 전류가 “0”보다 커지면서 S_1 이 온이 되고 공진 인덕턴스의 전류가 증가함에 따라 2차 측 전류는 감소한다. t_7 에 2차측 전류는 영이되고 D_1 에 역바이어스가 걸리며 1차측 변압기의 전압의 극성이 바뀐다. 자화 인덕턴스와 공진 인덕턴스는 다시 선형적으로 충전되면서 다음의 스위칭 사이클을 반복한다.

그림 9는 Mode0 에서부터 Mode6 까지 동작이 진행에 따른 파형의 그림이다.^{[12][13]}



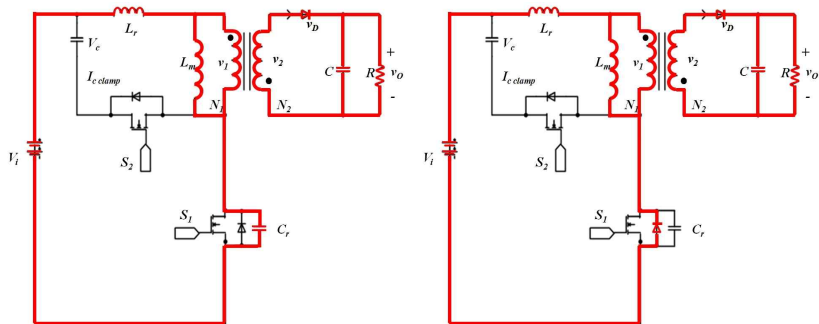
(a) Operation mode 0

(b) Operation mode 1



(c) Operation mode 3

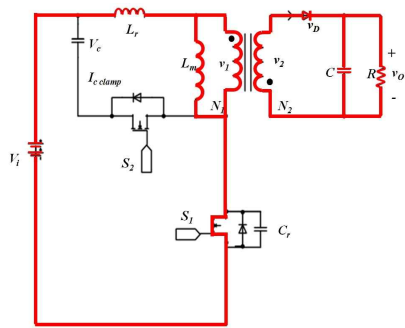
(d) Operation mode 2



(e) Operation mode 4

(f) Operation mode 5

(Continued)



(g) Operation mode 6

Fig. 9 Active clamp flyback converter operation mode

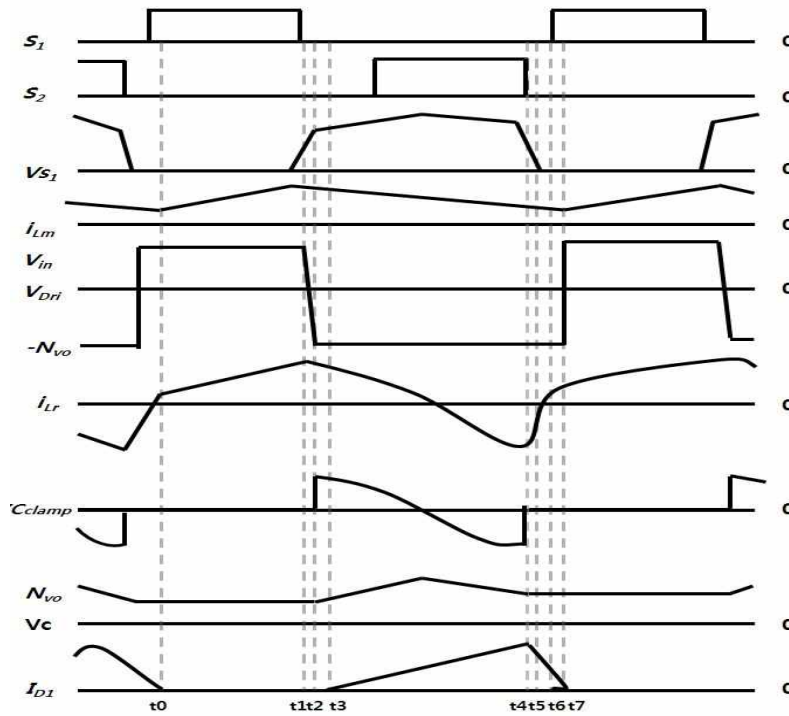


Fig. 10 Waveforms of each part of active clamp flyback converter

3. 컨버터의 설계조건

가. 영전압 스위칭 조건

S_1 이 영 전압이 되기 위해서 t_5 와 t_6 사이에 스위치가 턴 온 되어야 한다. 만약 그렇지 않으면, 공진 인덕턴스 전류가 바뀌게 되어 C_r 이 다시 충전된다. 그러면 S_1 의 V_{ds} 이 다시 양으로 되어 ZVS 조건을 잃게 되므로 S_1 의 온과 S_2 의 오프 사이 지연 시간이 영 전압 동작의 임계시간이다. 이 지연시간의 최적 값은 $L_r(L_{leaking} + L_r)$ 과 C_r 에 의한 공진 주기의 1/4이다.

$$T_{delay} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (14)$$

(T_{delay} : 지연시간)

S_1/S_2 의 스위칭 시간은 스위치 커패시터가 완전하게 방전할 수 있도록 하기 위해 공진 인덕턴스 내에 에너지가 충분히 저장될 수 있는 시간이어야 한다. S_2 가 턴 오프 될 때를 측정 하였다.^[14]

$$E_{Lr} \geq E_{Cr} \quad (S_2 \text{가 턴 오프시}) \quad (15)$$

(E_{Lr} : 누설인덕턴스, E_{Cr} : 기생 커패시턴스)

나. 주 스위치에 걸리는 전압

능동클램프 회로가 1차측 스위치 양단에 걸리는 전압을 완전하게 클램핑 시킨다면 턴오프 상태에서 S_1 과 S_2 사이에서 나타나는 최대 전압은 다음에 의해서 나타난다.

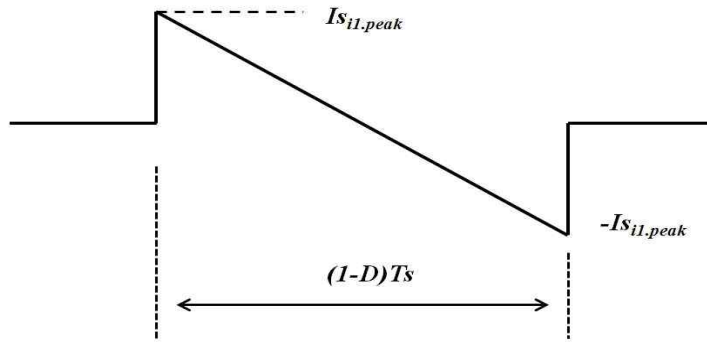


Fig. 11 The ideal current waveform of the clamp capacitor

모드3 ($t_3 - t_4$)에서 스위치 전압은 식 (16)과 같다.

$$V_{S1} = V_{in} + V_r + NV_o = V_{in} + \frac{2L_r i_{S1,peak}}{(1-D)T_s} + NV_o \quad (16)$$

피크 자화 전류와 피크 공진 인덕터 전류와 같은 피크 스위치 전류는 컨버터의 전력 평형원리에 의해서 결정 하였다.

능동 클램프 회로가 1차측 스위치 양단에 걸리는 전압을 완전하게 클램핑 시킨다면 오프 상태에서 S_1 과 S_2 사이에서 나타나는 최대전압은 식 (17)와 같다.^{[15][16]}

$$\begin{aligned}
V_{S1,S2} &= V_{in} + NV_O + \frac{2L_r F_s P_o^{\max}}{\eta V_{\in} D(1-d)} + V_{\in} \frac{D}{1-D} \frac{L_r}{L_m} \\
&\approx V_{in} + NV_O + \frac{2L_r F_s P_o^{\max}}{\eta V_{\in} D(1-D)}
\end{aligned} \tag{17}$$

다. 유효듀티 사이클

ΔDT_s 의 구간은 다음과 같다.

$$\Delta DT_s = \frac{L_r}{V_{in} + NV_O} (i_{L_m, peak} + i_{L_m, valley}) \tag{18}$$

$\Delta I = 0.2 \times I_{PK}$ 를 $I_{PK(max)} = I_{PK} + \frac{\Delta I}{2}$ 에 대입하면

$$\Delta DT_s = \frac{1}{D_{S1}} \frac{2L_r P_o F_s}{(V_{in} + NV_O) V_{in}} \tag{19}$$

따라서, 유효 듀티 사이클은 식 (20)과 같다.

$$D_{eff} = D_{S1} - \Delta D \cong D_{S1} - \frac{1}{D_{S1}} \frac{2L_r P_o F_s}{(V_{in} + NV_O) V_{in}} \tag{20}$$

라. 공진 인덕터

공진 인덕턴스 값은 자화 인덕턴스 값에 비해 작은 값으로 가정한다. 클램프 커패

시터 C_r 값과 주어진 컨버터 동작점에서 요구되는 영 전압 스위칭을 얻기 위해 L_r 은 스위치의 기생 커패시턴스를 완전하게 방전시키기에 충분한 크기이어야 한다.^[15]

RMS 전류 값은 스위칭 사이클 동안 완전히 선형적인 두 부분으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr,S} \cong \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{Lr}^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} i_{Lr}^2(t) dt} \quad (21)$$

위 식을 적분하여 풀면 $I_{Lr,peak}$ 에 대한 수식으로 식 (22)와 같다.

$$I_{Lr,peak} \cong I_{S1,peak} \cong \frac{P_o}{\eta V_{in} D} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D}{L_m F_s} \quad (22)$$

식 (22)에서 L_r 에 의해 전달되는 RMS 전류의 수식은 식 (23)와 같다.

$$I_{Lr,S} \approx \sqrt{\frac{\left(\frac{P_o}{\eta V_{in} D}\right)^2 (2D+1) + \frac{P_o}{\eta L_m F_s} (1-D) + \frac{1}{4} \left(\frac{V_{in} D}{L_m F_s}\right)^2}{3}} \quad (23)$$

마. 클램프 커패시터 선택

클램프 커패시터 값 선정은 L_r 의 설계에 기본을 둔다. 공진 인덕터에 공진 주파수는 작아야 하며 클램프의 커패시터와 공진 인덕턴스에 의해 공진 주기의 S_1 스위치의

최대 오프 시간을 초과하는 커패시터 값을 선택하였다.^[16]

C_{clamp} 는

$$C_{clamp} \gg \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r F_s^2} \quad (24)$$

커패시터의 전압 정격은 식 (25)과 같다.

$$V_{C_{clamp}} \approx NV_o + \frac{2L_r F_s P_o^{\max}}{\eta V_{in} D(1-D)} \quad (25)$$

커패시터의 요구되는 정격 리플 전류는 식 (26)과 같다.

$$I_{C_{clamp}S} \cong \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} i_{C_{clamp}}^2(t) dt} = i_{S1,peak} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad (26)$$

바. 출력 커패시터

커패시턴스 값은 출력 전압 리플의 사양에 기초로 선택되며 출력 커패시터 리플 전류의 출력 정류기의 DC성분을 제외한 RMS 전류와 같다.^{[15][16]}

$$I_{Cb,S}^{\max} \approx \frac{P_o^{\max}}{V_o} \sqrt{\frac{1+3D}{3(1-D)}} \quad (27)$$

III. 시뮬레이션

본 논문에서는 시스템 구성설계에서 제안한 Active Clamp 방식의 플라이백을 일사량 급변 시 태양전지 어레이 출력 전압이 항상 최대 전력동작점 전압에 추종하도록 함으로써 효율이 높은 IncCond 방식을 Matlab R2010a을 사용하여 연동시킨다. 그림 12은 IncCond 방식에 Active Clamp 플라이백 컨버터를 연동 시킨 전체 블록 다이어그램을 나타내고 있다.

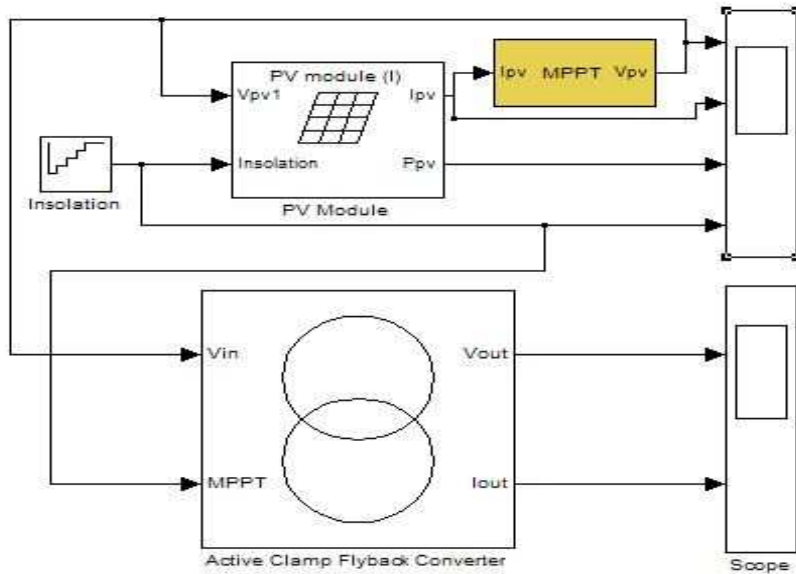


Fig. 12 Block diagram of the control algorithm using Matlab-simulink

A. PV Module

태양광 발전 시스템의 태양전지 모듈의 출력특성과 P&O 제어방법과 IncCond 제어 방법을 출력 특성을 비교하기 위하여 Matlab에서 사용될 PV 모듈의 설정을 정하였다.

그림 13은 Matlab을 이용한 제어 알고리즘의 블록 다이어그램에서의 PV 모듈을 보여주며 표 1은 PV 모듈의 파라미터를 제시하였다.

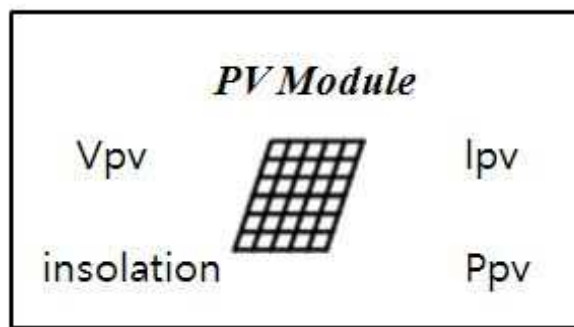


Fig. 13 Block diagram of the PV module

Table 1 Parameters of PV system

PV Module	
Parameter	Value
Maximum Power	150[W]
Max power voltage	37.8[V]
max power current	5.01[A]
Open circuit voltage	47.4[V]
Short circuit current	5.13[A]

B. IncCond MPPT 제어

그림 14에서는 태양전지 모듈의 MPPT 제어에 대한 시뮬링크 구성도를 나타내고 있다. MPPT 제어는 P&O 제어 알고리즘과 IncCond 제어 알고리즘을 적용하여 MPPT 제어특성을 고찰하였다.

일사강도가 $200[\text{W}/\text{m}^2]$ 단위로 $1000[\text{W}/\text{m}^2]$ 까지 상승 할 때 P&O 제어 알고리즘과 IncCond 제어 알고리즘을 Matlab을 이용하여 출력을 나타내며 그림 15에서는 P&O 제어를 적용한 출력특성이며 그림 16에서는 IncCond 제어에 의한 출력특성을 나타내고 있다.

P&O 알고리즘에 의한 MPPT 제어특성은 자러진동을 하지만 반면에 IncCond을 이용한 출력은 자러진동이 없으며 변화하는 일사량에 따른 추적속도도 빠르다는 것을 알 수 있다. [17]

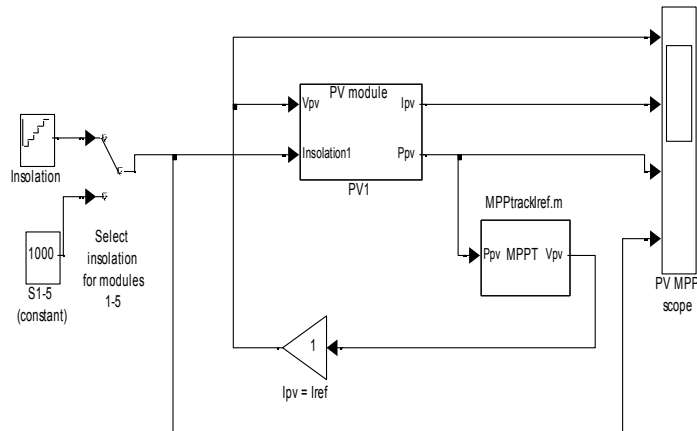


Fig. 14 Simulink configuration of MPPT controller

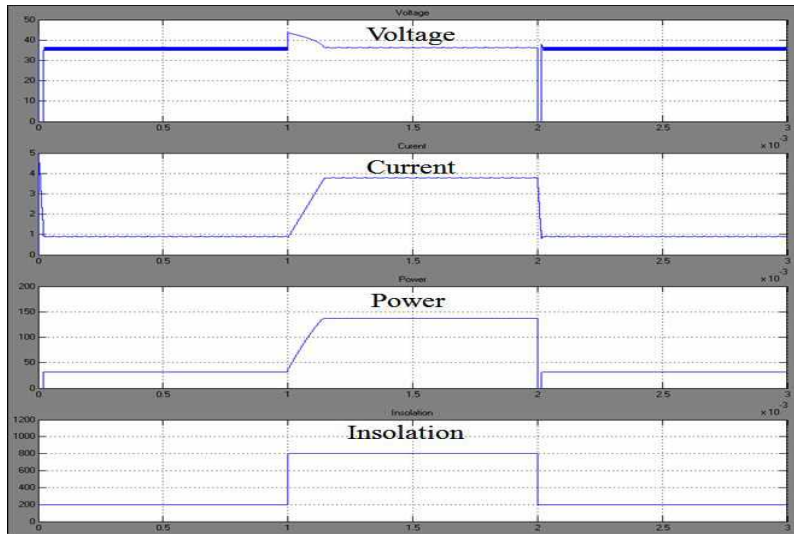


Fig. 15 Output characteristics using P&O MPPT control method

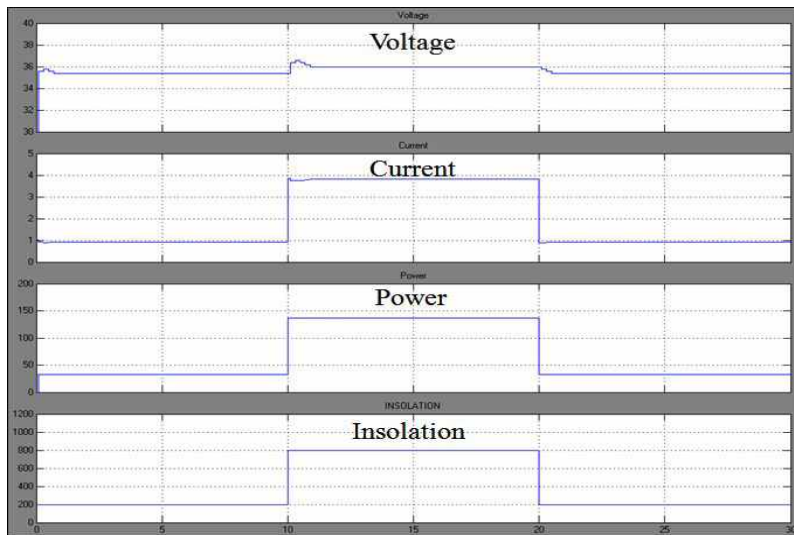
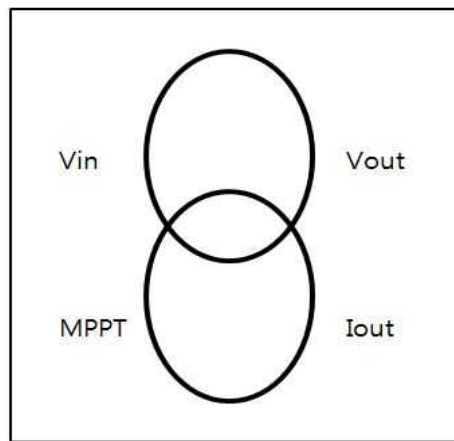


Fig. 16 Output characteristics using IncCond MPPT control method

C. Active Clamp 플라이백 컨버터

태양광 발전 시스템용으로 사용하기 위하여 태양전지를 입력으로 한다. 따라서 태양전지 출력 특성에 따라 컨버터의 입력이 변하기 때문에 일사량이나 온도 등의 변화에도 항상 최대전력 점에서 동작하도록 하는 MPPT 제어가 필요하다.^{[18][19]} MPPT 제어는 IncCond 방식 알고리즘으로 Matlab Simulink를 이용하여 구현하였고, 이를 Psim pro 8.0의 SimCoupler Module로 구현된 Active Clamp 플라이백 컨버터에 Link node를 통해 전원을 공급받았다. 표 2에서 컨버터의 설계 파라미터를 나타내고 그림 18은 Active Clamp 플라이백 컨버터의 회로도를 그림 19에서는 그림 18의 회로도를 Psim을 이용하여 회로도표로 표현하였다.

그림 20은 앞에서의 그림 10과 같이 Psim을 이용한 Active Clamp 플라이백 컨버터의 기본 출력파형을 나타내고 있다.



Active Clamp Flyback Converter

Fig. 17 Block diagram of the active clamp flyback converter

Table 2 Parameters of active clamp flyback converter

Parameter	Value
입력전압	100-200[V]
자화인덕턴스[L _m]	190[uH]
누설인덕턴스[L _r]	2.6[uH]
클램프 콘덴서[C _{clamp}]	2.8[uF]
변압기 권수비	0.25
스위칭 주파수[f]	100[kHz]

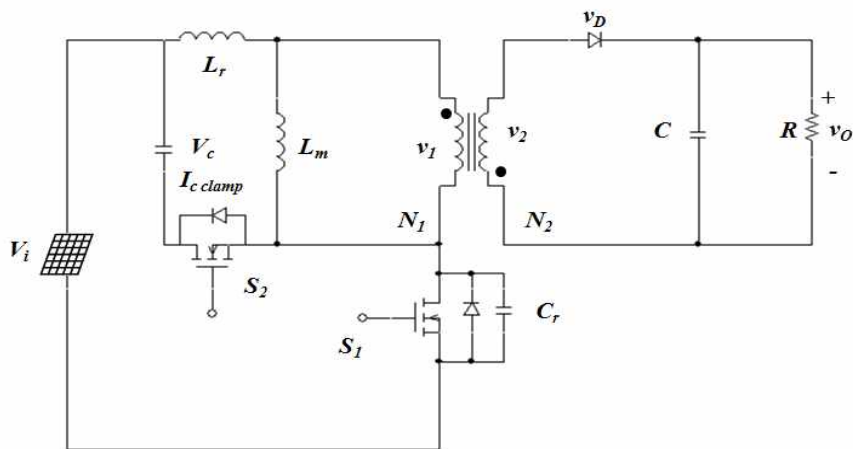


Fig. 18 Schematic of active clamp flyback converter in to connect PV

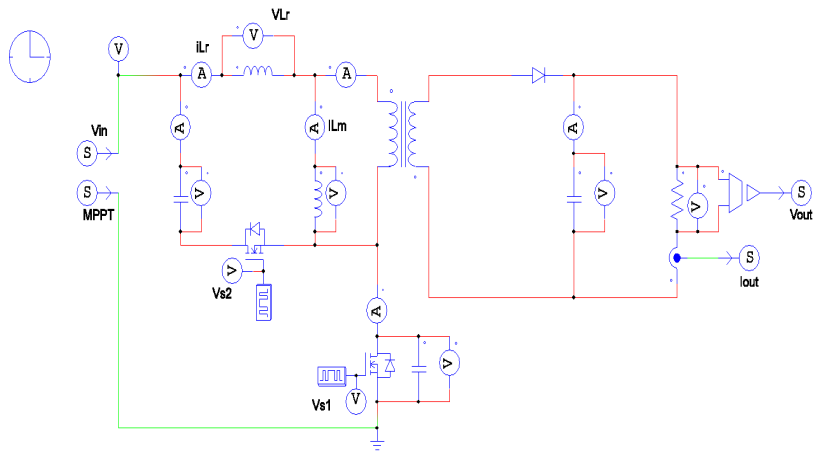


Fig. 19 Schematic of active clamp flyback converter using Psim

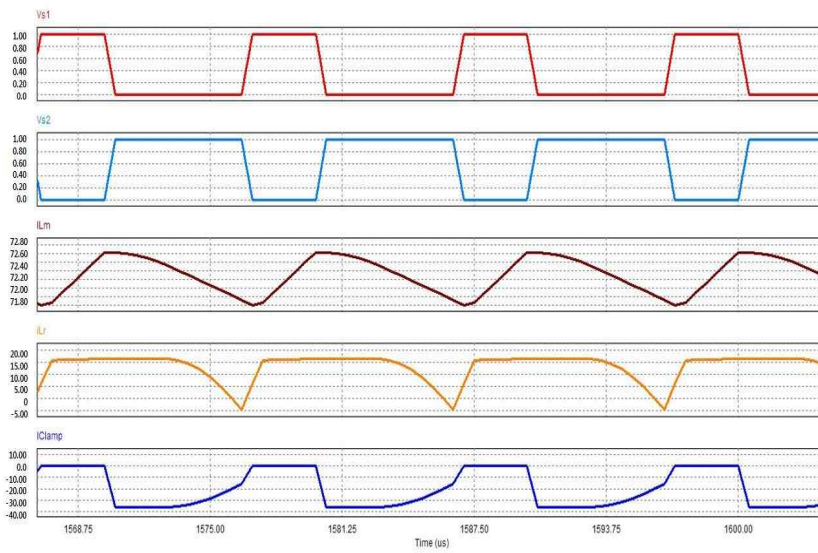


Fig. 20 Waveforms of each part of active clamp flyback converter using Psim

Fig.18 그림 21은 S_1 스위치에서의 전압 파형과 다이오드 전류 파형을 나타내는 파형이다. 전압파형으로 공진을 한다는 것을 알 수 있고 전류파형으로 Active Clamp 플라이백의 컨버터가 영 전압 스위칭을 하고 있다는 것을 알 수 있다.

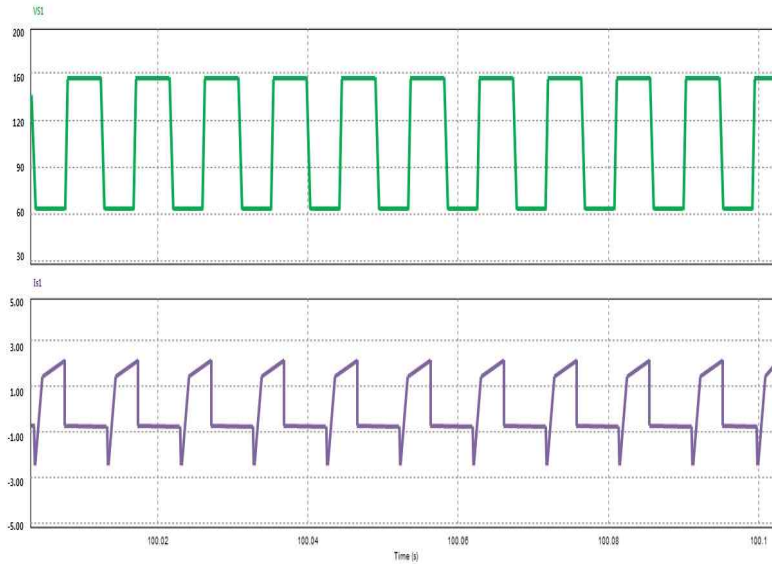


Fig. 21 S_1 switch voltage and current waveforms

그림 22는 Active Clamp 플라이백에서의 Clamp 커패시터 전류와 출력에 걸리는 다이오드의 전류 파형을 나타내고 있다. Clamp 커패시터에서 저장되어있는 에너지를 방전시킨다.

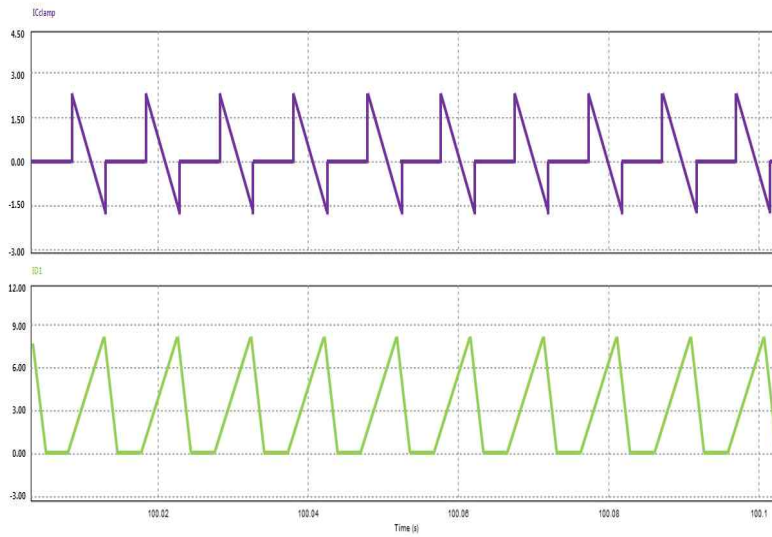


Fig. 22 Output waveforms of the clamp capacitor and diode current

그림 23은 기본적인 플라이백의 스위칭 손실파형을 나타낸 것이고 그림 24는 Active Clamp 플라이백의 스위칭 손실 파형을 나타낸 것이다. 이상적인 손실은 “0”이지만 스위치의 경우 턴 온과 턴 오프 발생하는 전압과 전류의 지연시간이 발생하는 구간에서 손실이 나타난다.

손실은 $V_{sw} \times I_{sw}$ 로 구하였으며 기존플라이백의 손실은 0.0072[W] 이며 Active Clamp 플라이백의 손실은 0.0045[W]으로 스위칭 손실이 37.5%정도로 감소하였다는 것을 알 수 있다.

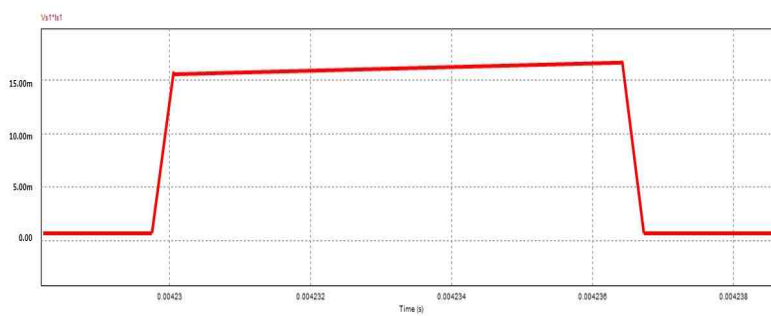


Fig. 23 The basic flyback converter switching loss waveform

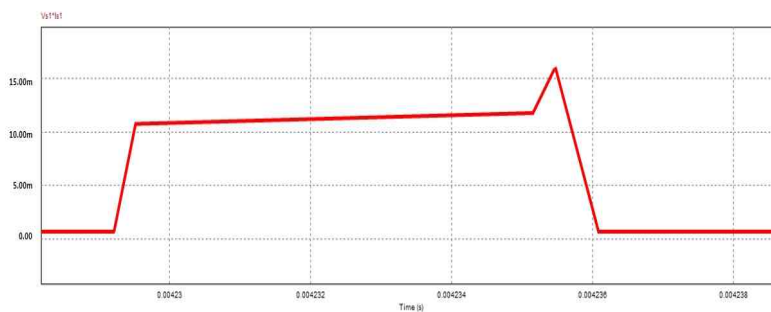


Fig. 24 Active clamp flyback converter switching loss waveform

그림 25는 기본플라이백의 컨버터 출력 파형으로서 198.07[V], 1.57199[A] 311.367 [W]가 나왔으며 그림 26은 Active Clamp 방식의 플라이백의 출력파형으로서 202.057[V],1.60363[A], 324.024[W]의 출력으로 기존의 플라이백보다 3.9%정도의 효율이 개선되었음을 확인하였다.

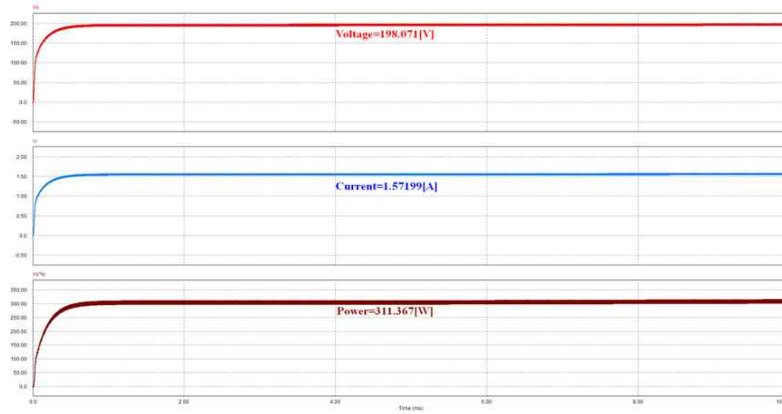


Fig. 25 The basic flyback converter output waveforms

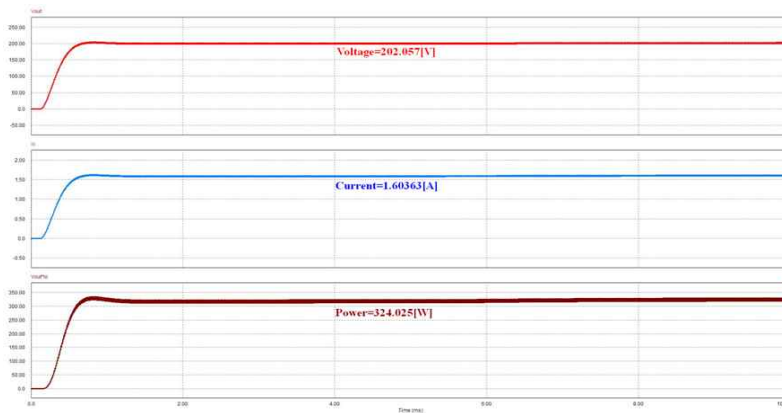


Fig. 26 Active clamp flyback converter output waveforms

IV. 결 론

본 논문에서는 IncCond MPPT 제어와 효율 개선 및 스위칭 손실을 감소시키자 Active Clamp 플라이백 컨버터를 제안 하였다. Active Clamp 플라이백 컨버터의 동작을 검증하기 위해 Matlab R2010a를 이용하여 태양전지의 어레이 설계 후 Psim의 SimCoupler Module의 Link node를 통하여 구현된 Active Clamp 플라이백 컨버터의 전원으로 사용 하였다.

DC-DC 컨버터의 스위칭 소자에 걸리는 전압 스트레스는 MOSFET의 턴 온, 턴 오프 동작 시 필연적으로 발생하게 되며 특히, 턴 오프 시에 발생하는 전압 스트레스는 스위칭 소자에 심각한 영향을 줄이고자 DC-DC 컨버터에서 스위치 턴 오프 시에 스위칭 소자와 직렬연결 되어있는 변압기의 저장된 에너지를 없애주기 위하여 Active Clamp 방식의 회로를 사용하였다. Active Clamp 방식의 플라이백 컨버터는 보조 스위치 한 개와 커패시터 한 개를 더 갖으나 별도의 스너버 회로는 필요 없으며 보조 스위치로 주 스위치의 전압 스트레스를 제한하여 스위칭 하는 걸 확인 할 수 있었다.

또한 태양의 일사강도 급변 시에는 자려진동이 심한 P&O 제어방식보다는 태양의 일사강도 급변 시에도 자려 진동 없이 태양의 일사량을 빠르게 추적하는 IncCond 제어방식이 유리하다는 것을 확인하였다.

MPPT 제어를 위하여 IncCond 방식을 사용하며 연동시키는 컨버터는 Active Clamp 플라이백 컨버터를 연동시켜 시뮬레이션을 한 결과, 일반적인 플라이백 컨버터와 Active Clamp 플라이백 컨버터의 스위칭 손실이 0.0072[W]에서 0.0045[W]로 약 37.5% 감소하는 것을 확인 하였으며 일반적인 플라이백 컨버터와 Active Clamp 플라이백 컨버터의 효율은 311.367[W]에서 324.024[W]로 약 3.9%의 시스템 효율이

개선되었음을 확인하였다. 그러므로 태양광발전 제어에는 IncCond 방식과 플라이백에서의 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 Active Clamp 플라이백 컨버터를 사용하여 태양광 발전용으로 출력 효율이 더 개선된다는 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Goetzberger, A. and V. U. Hoffmann, Photovoltaic Solar Energy Generation. New York, pp. 2-4, Springer, 2005
- [2] Kelly, N. A. and T.L. Gibson. "Improved Photovoltaic energy output for cloudy conditions with a solar tracking system." Solar Energy 83(11): pp. 2092-2102, 2009.
- [3] B. P. Edward, "Computer based sun following system", Solar Energy, Vol. 21, pp. 491-496, 1998.
- [4] Nagayoshi H., Orio S., Kono Y., Nakajima H., "Novel PV array/module I-V curve simulator circuit". IEEE Photovoltaic Specialists Conference, vol. 1 , pp. 1535-1538, 2002.
- [5] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [6] Chang, T.P. "Output energy of a photovoltaic module mounted on a single-axis tracking system." Applied Energy86(10): pp. 2071-2078, 2009.
- [7] Femia, N, Pertrone, G. Spagnuolo, G. Vitelli, M., "Increasing the efficiency of P&O MPPT by converter dynamic matching", Industrial Electronics, IEEE, pp.1017 -1021 vol. 2, May 2004.

- [8] R. Farand, S. Leva, and V. Mauerger, "MPPT techniques for PV System; energetic and cost comparison". Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 20-24 . pp 1-6, July 2008.
- [9] G. L. Campen, "An Analysis of the Harmonics and Power Factor Effects at a Utility Intertied Photovoltaic System ", IEEE Trans. Vol. Pa101, pp. 4632-4639, 1982.
- [10] Fanghun Zhang. Lan Xiao. Yangguang Yan., "Bi-directional forward-flyback DC-DC converter", PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, pp.4058-4061 Vol.5, June 2004
- [11] Y. Xi, P. Jain, & G. Joos, "A zero Voltage switching Flyback converter Topolgy" PESO97, pp. 951-957, 1997.
- [12] Xi, Y. Jain, P.K. Joos, G. Yan Fei Liu. "An improved zero voltage switching flyback converter topology", PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, pp.923-929.
- [13] 안정준, "능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터용 고역률 정류기에 관한 연구" 성균관대학교 박사 학위논문, pp. 85-89 2001.
- [14] R,Watson, F.C Lee and G.C Hua "Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11 NO,1, pp. 163-166 January, 1996
- [15] Rober Watson, Student Member, Guichao C. Hua, and Fred C. Lee,

"Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications" , IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 11, No.1, January, pp.412-417, 1996

- [16] 최태영, 안정준, 류동균, 이우석, 원충연, 김수석 "능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터의 역률개선에 관한 연구" 전력전자학회 하계 학술대회, pp. 50, 2001.
- [17] Kotosopoulos, A., Durate J.L., Hendrix, M.A.M., Heskes, P.J.M., "Islanding Behaviour of Grid-connected PV Inverters Operating under Different Control Schemes", Proceedings of the 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - Volume 3, pp. 1506-1511, 2002
- [18] Hussein K H, Muta I, "Modified Algorithms for Photovoltaic Maximum Power Tracking", Record of 1992 Joint Conference of Electrical and Electronics Engineers in Kyushu, Japan, pp. 301, October 1992.
- [19] 최태영. "PRWM 기법을 이용한 능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터 전도노이즈 저감", 成均館大學校 박사 학위논문, pp499-500, 2002

감사의 글

어느덧 2년간의 대학원 생활을 마무리하면서 지난 시간들을 돌이키며 그동안의 감사했던 많은 분들께 감사의 말씀을 전하고자 합니다.

먼저 본 논문이 완성되기까지 세심한 지도와 배려를 주신 조금배 지도 교수님과 백형래 교수님과 최연욱 교수님께 감사드립니다.

그리고 학위과정동안 많은 도움과 격려를 주신 태양광발전 실험실의 이강연, 문은아, 오만석 선배님, 백승학 선배님, 장인혁 선배님, 임지혜 선배님 들께 감사 드리며 학위 과정 동안 함께 지내왔던 우리 태양광발전 실험실 식구들, 의지가 되고 많은 도움주신 권이 형 그리고 항상 옆에 있어줬던 내 친구 기현이와 힘든일 마다하지 않고 도와준 현준이와 배려심이 많고 도움을 주었던 청담이와 내년에는 달달한 연애를 했으면 하는 형지 그리고 항상 긍정적인 이미경 선생님께 고맙다는 말을 전하고 싶습니다. 그리고 다 같이 수고한 전기공학과 의 대학원생 성하 형, 지은선배, 인성, 인규, 혜원이 까지 수고했다와 고맙다는 말을 전하고 싶습니다.

마지막으로 항상 응원해주시며 격려를 해주신 사랑하는 아버지, 어머니 그리고 지희누나와 지은누나 그리고 매형에게도 고마운 마음을 전합니다.

언제나 힘이 되어주시며 함께 하신 주님에게 감사드립니다.

이 짧은 글로 저에게 도움을 주신 모든 분들께 감사를 표시하기에는 부족하지만 항상 성실하고 노력하는 모습으로 보답 하겠습니다.

2013년 12월

전 법 준