

능동 클램프 전류원 하프 브릿지 기반 태양광 모듈 집적형 전력변환장치에 대한 연구

鄭訓泳^{*}, 朴正圭^{*}, 池湧赫^{**}, 元忠淵[†], 李泰遠^{***}

Study On Photovoltaic Module Integrated Converter based on Active Clamp Current-fed Half-Bridge Converter

Hoon-Young Jung, Jeong-Kyu Park, Young-Hyok Ji, Chung-Yuen Won, and Tae-Won Lee

요 약

태양광 발전 시스템이 대용량화됨에 따라 태양전지 어레이 구성 시 부정합(mismatch) 문제가 대두되는 가운데, 태양전지 모듈을 직접 계통에 연계하는 AC 모듈형 태양광 모듈 집적형 전력변환장치(PV-MIC)에 관한 연구가 지속되고 있다.^[1] PV-MIC는 수명 및 고효율이 가장 큰 문제이며 이 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 ZVS 동작을 통하여 스위칭 손실을 저감시키고 입력전류 리플감소를 통하여 입력 커패시턴스를 저감할 수 있는 능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터를 적용한 PV-MIC를 제안하고, 이에 관한 제어분담 및 설계에 대하여 고찰한다.

ABSTRACT

In this paper, photovoltaic module integrated converter (MIC) based on active clamp current-fed half-bridge converter is proposed. The converter stage operates in zero-voltage condition using active clamp technique. The theoretical study and circuit design for proposed inverter are confirmed with PSIM simulator and experimental result.

Key Words : Photovoltaic module integrated converter, Photovoltaic power conditioning system, PV-AC module system, Active-clamped half-bridge converter, Chopper current source inverter

1. 서 론

전 세계적으로 태양광, 풍력, 연료전지 등의 신재생 에너지원에 대한 관심이 높아지면서, 그에 따른 각 분야의 기술개발이 활발히 진행되고 있다. 특히 태양광

발전 시스템은 풍력에 비해 설치 지역 조건에 영향이 적으며, 연료전지에 비해 시스템 구성 비용이 저가이기 때문에 차세대 발전 시스템으로 각광받고 있다.

태양전지 분야에서는 태양 에너지 변환 효율을 증가시키기 위한 연구가 지속되고 있으며 태양전지 제조기술 개선에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. 최근 유럽에서는 박막형 대면적 태양전지의 CIS (Copper Indium Diselenide)공법 및 CPV (집광형 태양전지 : Concentrating Photovoltaic)에 대한 기술 개발을 통하여 태양전지 출력을 향상시키고자 하는 노력이 계속되고 있으며 실제로 태양전지의 효율 및 단위 태양전지 모듈당 출력 전력은 점점 증가하고 있는 추세이다.

[†]교신저자 : 성균관대 전자전기컴퓨터공학부 교수
E-mail : won@yurim.skku.ac.kr
^{*}학생회원, 성균관대 태양광시스템협동공학과정 석사과정
^{**}학생회원, 성균관대 태양광시스템공학협동과정 박사과정
^{***}정회원, 삼성전기 Power사업팀 책임연구원
접수일자 : 2010. 10. 7 1차 심사 : 2010. 11. 9
심사완료 : 2010. 12. 14

또한 태양광 발전 시스템 설치 분야에서는 태양전지 모듈의 출력 용량 증가에 따라 태양전지 모듈을 건축 자재화 하여 건물 외벽에 적용하는 건물일체형 태양광 발전 (BIPV : Building Integrated Photovoltaic) 시스템의 관심이 커지고 있다. BIPV의 특성상 각 태양전지 모듈의 설치각도 및 방위가 동일하지 않으며, 모듈의 설치 조건이 동일하다 하더라도 주변 환경이나 건물에 의해 발생하는 그늘 때문에 어레이를 구성하고 있는 각각의 태양전지 모듈에 동일하지 않은 일사량이 조사될 확률이 높다. 이에 따라 태양광용 전력변환장치 개발 분야에서도 증가하고 있는 태양전지 모듈의 출력 전력에 대응하기 위하여 설치 용량 및 설치 장소 선정에 유연성을 확보할 수 있는 전력변환장치 개발이 요구되고 있다.

일반적으로 기존 태양광 발전 시스템에서는 직병렬로 연결된 태양전지 어레이 전체의 출력 전력을 하나의 PCS(Power Conditioning System)가 담당하는 Central PCS 방식을 채택하고 있다. 하지만 이러한 방식은 태양전지 설치 용량에 있어 유연성을 확보하기 어려울 뿐 아니라 BIPV에 적용시 각각의 태양전지 모듈간의 출력 전력차에 의해 발생하는 부정합 (mismatch) 문제에 대응하기 어렵다는 단점이 있다. 이러한 기존의 Central PCS 방식의 단점을 해결하기 위하여 PCS의 기능을 모듈화하는 Modularized PCS 방식이 태양광 발전 시스템의 차기 트렌드로 각광받고 있다. Modularized PCS 방식에서의 전력 변환 장치는 MIC (Module Integrated Converter)로 불리우며, DC 모듈 방식과 AC 모듈 방식이 있다.

AC 모듈 방식의 PV-MIC는 상용 전력계통과 태양전지 모듈이 직접 연결되는 방식으로 각각의 태양전지 모듈은 소용량의 DC/AC 변환기를 통하여 최대 전력점에서 운전되며, 발전된 전력은 직접 상용 전력 계통으로 연계된다. 이 방식 역시 각각의 태양전지 모듈이 최대 전력점에서 운전되기 때문에 Mismatch 문제에 강인한 특성을 가지며, DC배선이 요구되지 않고, 대응량 PCS도 요구되지 않기 때문에 전력 변환 효율 및 가격 면에서 DC모듈 방식에 비해 유리한 특성을 갖는다.

이에 본 논문에서는 능동 클램프 하프 브릿지 컨버터와 초퍼 전류원 인버터를 결합한 PV-MIC 토폴로지를 제안하고, 이에 대한 동작원리 분석 및 토폴로지 선정의 타당성을 확인하였다. 또한 본 논문의 토폴로지 설계 및 효율 분석을 수행하고, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 토폴로지의 타당성을 검증한다.

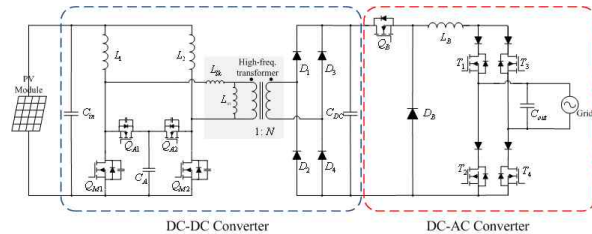


그림 1 제안된 태양광 모듈 집적형 전력변환장치
Fig. 1 Proposed photovoltaic module integrated converter

2. 회로 구성 및 제어

그림 1은 본 논문에서 제안하는 PV-MIC용 듀얼 스테이지 태양광 모듈 집적형 전력변환장치 회로 구성을 나타낸다.

다이오드를 내장 하고 있는 2개의 보조 스위치와 1개의 커패시터를 이용하여 각각의 주 스위치 Q_{M1} 과 Q_{M2} 및 보조 스위치 Q_{A1} 과 Q_{A2} 에 인가되는 전압을 일정 크기의 전압으로 클램프하며 사용된 모든 스위치의 영전압 스위칭을 구현할 수 있다. 주 스위치 및 보조 스위치는 교대로 턴 온, 턴 오프하며 고주파 변압기의 누설 인덕터 L_{lk} 와 클램프 커패시터 C_{clamp} 및 스위치의 출력 커패시터 C_{M1} , C_{M2} , C_{A1} , C_{A2} 의 공진을 이용하여 주 스위치 및 보조 스위치의 턴 온, 턴 오프 시에 영전압 스위칭을 가능하게 하여 스위칭 손실을 줄여 준다. 그러므로 고주파 변압기는 적당한 값의 누설 인덕턴스를 가지도록 설계 및 제작 할 필요가 있으며, 필요시에는 추가 인덕터를 삽입한다.

2.1 능동 클램프 하프 브릿지 컨버터

그림 2는 제안된 PV-MIC 토폴로지의 동작 모드를 나타낸다. 동작 모드는 전류 흐름에 따라 8개의 동작 모드로 구분될 수 있다.

(1) mode 1 : ($t_0 \leq t \leq t_1$)

주 스위치와 보조 스위치는 둘 다 턴 온 되어 있다. 인덕터 L_1 과 L_2 에는 전류가 축적 되고 보조 스위치에는 nV_{out} 의 전압이 걸린다. 부하의 출력 전압은 C_{out} 에서 공급한다.

(2) mode 2 : ($t_1 \leq t \leq t_2$)

주 스위치 Q_{M2} 는 턴온을 유지하고 주 스위치 Q_{M1} 이 턴 오프 되면서 주 스위치 Q_{M1} 으로 흐르던 전류는 그림 3와 같은 도통 경로를 형성함으로써 주 스위

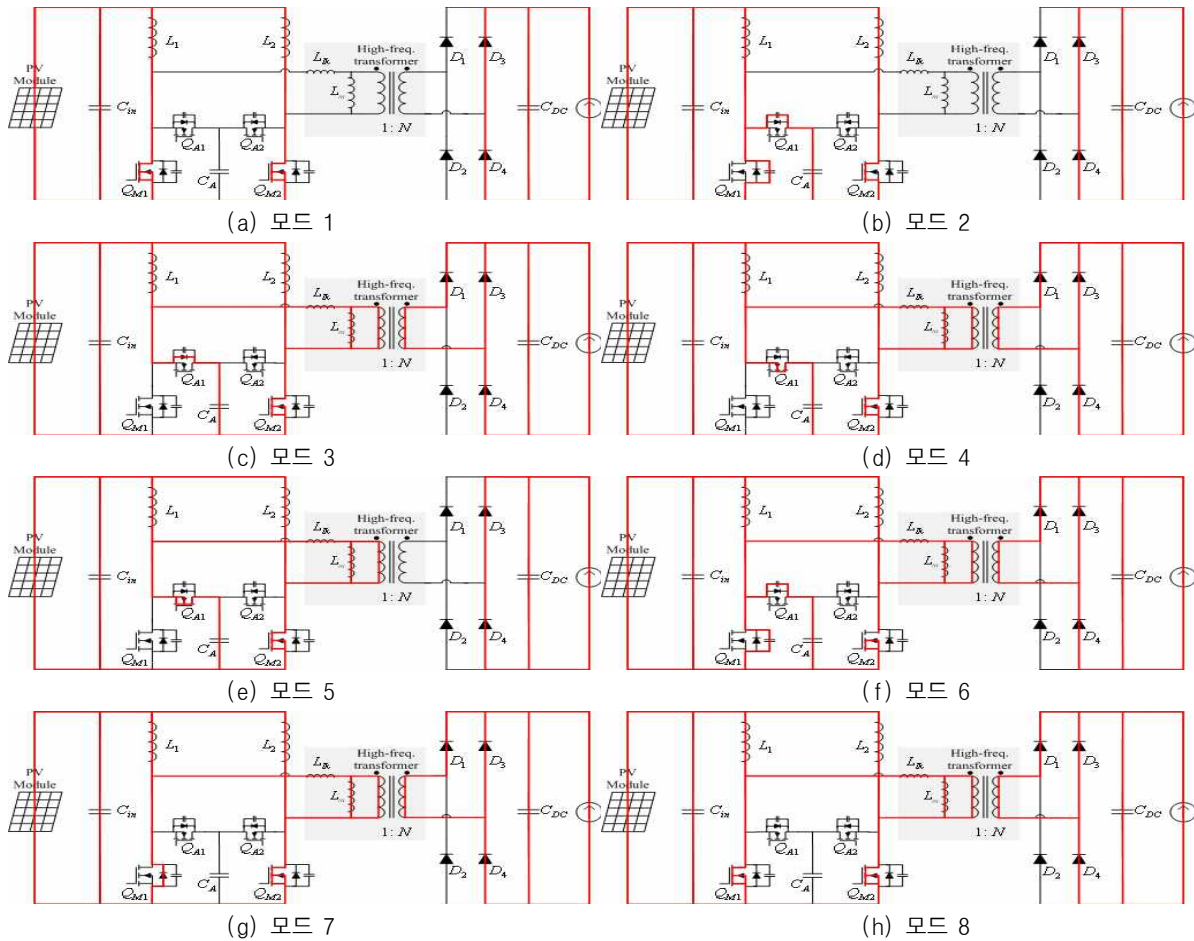


그림 2 듀얼 스테이지 태양광 모듈 집적형 전력변환장치 동작 모드 분석
 Fig. 2 Operating mode analysis of the dual-stage photovoltaic module integrated converter

치의 출력 커패시터 C_{M1} 을 충전, 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨다. 부하의 출력 전압은 C_{out} 에서 공급한다. 이때, Q_{M1} 에 걸리는 전압은 v_{total} 로 식 (1)과 같이 선형적인 상승을 한다.

$$v_{c,total} = \frac{I_{L1}}{C_{total}}(t-t_1) \quad (1)$$

$$C_{total} = C_{M1} + (C_{A1} \parallel C_{damp}) \quad (2)$$

(3) mode 3 : ($t_2 \leq t \leq t_3$)

인덕터 L_1 에 축적 되어 있던 전류는 고주파 변압기를 통해 2차 측으로 전달되며, 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨 전류는 보조 스위치 Q_{A1} 의 내

장 다이오드 D_{A1} 을 통해 클램프 커패시터 C_{damp} 를 충전한다. 이때, 내장 다이오드 D_{A1} 이 도통하면서 보조 스위치 Q_{A1} 에 걸리는 전압을 0으로 만들면서 다음 기간에 보조 스위치 Q_{A1} 이 턴 온 할 때 영전압 스위칭이 가능하도록 해준다.

(4) mode 4 : ($t_3 \leq t \leq t_4$)

보조 스위치의 내장 다이오드 D_{A1} 에 의해 보조 스위치 Q_{A1} 은 영전압 턴온을 하며, 클램프 커패시터 C_{damp} 에 걸리는 전압과 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$v_{damp}(t) = I_{L1} \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0(t-t_2)) + V_o \cdot n \quad (3)$$

$$i_{damp}(t) = I_{L1} \cdot \cos(\omega_0(t-t_2)) \quad (4)$$

$$\omega_0 : \text{공진 주파수}, \frac{1}{\sqrt{L_{lk} \cdot C_{clamp}}} \quad (5)$$

$$Z_0 : \text{특성 임피던스}, \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{clamp}}} \quad (6)$$

(5) mode 5 : ($t_4 \leq t \leq t_5$)

클램프 커패시터 C_{clamp} 는 V_{clamp} 의 전압으로 충전이 완료되고 C_{clamp} 로 흐르던 전류는 고주파 변압기로 방향을 바꾸어 흐르게 되며, 이때, 누설 인덕터 L_{lk} (또는 고주파 변압기 T_{pri})로 흐르는 전류는 다음과 같다. C_{clamp} 의 전압은 식(7) 같이 서서히 감소한다.

$$i_{lk}(t) = I_{L1} - I_{L1} \cdot \cos(\omega_0(t-t_2)) \quad (7)$$

(6) mode 6 : ($t_5 \leq t \leq t_6$)

보조 스위치 Q_{A1} 을 턴 오프하게 되면 누설 인덕터 L_{lk} 에 축적 되어있던 전류는 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 충전하고 Q_{M1} 을 방전시킨다. 이때 Q_{A1} 은 영전압 턴 오프 하게 된다.

(7) mode 7 : ($t_6 \leq t \leq t_7$)

주 스위치의 출력 커패시터 C_{M1} 을 방전시킨 누설 인덕터 L_{lk} 의 전류는 그림 2(g)와 같이 주 스위치 Q_{M1} 의 내장 다이오드 D_{M1} 을 도통시켜 Q_{M1} 에 걸리는 전압은 0이 된다. 고주파 변압기를 통해 2차 측으로 전류를 전달하면서 식(104)의 형태로 서서히 감소하게 된다. 그리고 다음 기간에서 주 스위치의 영전압 턴 온을 가능하게 하여 준다. 이때, 누설 인덕터 전류 I_{lk} 와 주 스위치의 내장다이오드 D_{M1} 으로 흐르는 전류는 다음의 식(8), (9)와 같다.

$$i_{lk} = \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}}(t-t_5) + i_{lk}(t_5) \quad (8)$$

$$i_{D,M}(t) = i_{lk}(t_5) - \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}}(t-t_5) - I_{L1} \quad (9)$$

(8) mode 8 : ($t_7 \leq t \leq t_8$)

이렇게 하여 반주기의 동작이 끝나며, 주 스위치의 내장 다이오드 D_{M1} 에 의해 주스위치 Q_{M1} 은 영전압 턴 온하게 된다. I_{lk} 의 전류가 0이 되면 $t_0 - t_1$ 의 기간과 동일하게 L_1, L_2 에는 전류가 축적되고 $C_{clamp}, C_{A1}, C_{A2}$ 에는 nV_{out} 의 전압으로 충전되어 있는

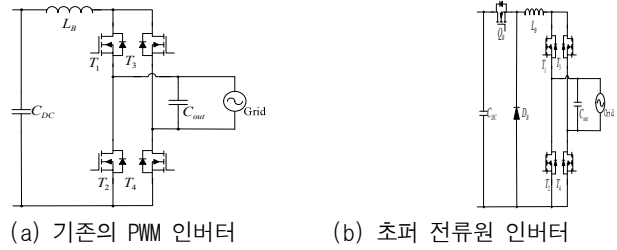


그림 3 DC-AC 인버터부의 구성비교
Fig. 3 Comparison of DC-AC inverter part composition

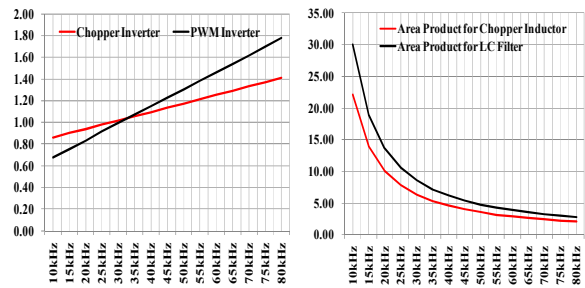


그림 4 인버터 형태에 따른 스위치 손실
Fig. 4 Switch Loss for inverter type

그림 5 인버터형태에 따른 area product 비교
Fig. 5 Comparison of area product for inverter type

상태가 된다. 이후의 반주기 동안은 주스위치 Q_{M2} 에 의해 대칭적인 동작을 반복한다.

2.2 초퍼 전류원 인버터

PV-MIC는 태양전지 모듈 후면에 장착되는 특성상 전력 변환장치의 부피 및 무게에 관한 제약을 가지고 있으며, 시스템 구성 및 토폴로지 선정에 있어 이를 고려하여야 한다.

그림 1에 나타낸 바와 같이 본 논문에서 제안된 PV-MIC 시스템에서는 강압초퍼와 Unfolding Bridge를 이용한 DC-AC 변환 장치를 적용하였다. 제안된 시스템과 같이 듀얼 스테이지로 구성된 PV-MIC에서 DC-AC 변환부는 그림 3(a)의 기존의 PWM 인버터와 (b)의 초퍼 전류원 인버터가 모두 적용 가능하다.

따라서 스위치에서 발생하는 손실은 스위칭 주파수에 영향을 받으며, 비교적 저 주파수 대역에서는 기존의 PWM 인버터가 유리하나, 보다 고 주파수 대역에서의 운전이 요구되는 경우, 오히려 초퍼 전류원 인버터가 유리할 수 있다. 스위치에서 발생하는 전력 손실을 그림 4에 나타내었다.

그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 약 33kHz 미만에서는 기존의 PWM인버터의 손실이 적으나, 그 이

상에서는 초퍼 전류원 인버터의 손실이 보다 적은 것을 확인할 수 있다. 부피 및 무게에 제약이 있는 PV-MIC의 경우, 시스템의 부피를 결정하는 가장 중요한 요소는 변압기와 인덕터이며, 일반적으로 인덕터의 크기는 주파수에 반비례하는 관계를 갖는다. 인덕터 및 변압기와 같은 자기 소자의 부피를 V_{magnet} 이라 하면, 다음과 같은 비례관계가 성립한다.

$$V_{magnet} \propto k_v (\text{Area product})^{0.75} \quad (10)$$

즉, 부피를 작게 하기 위해서는 Area product를 낮추어야 하며, 이를 위해서는 그림 5에 보인 바와 같이 동작 주파수를 증가시키는 것이 필요하다. 그림 5는 기존의 PWM 인덕터의 LC필터와 초퍼 전류원 인버터의 구성시 초퍼 인덕터의 요구되는 area product를 나타낸다. 그림 5로부터 기본적으로 인덕터의 소형화를 하는데 초퍼 전류형 인버터가 비교적 유리한 것을 확인할 수 있다.

2.3 제어 분담

제안한 태양광 모듈 집적형 전력변환장치는 그림 1과 같이 PV 모듈의 저전압을 승압시키고 최대전력점 추종제어를 수행하는 능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터^[2], 출력전류를 계통과 동기상의 정현파로 제어하는 초퍼 전류원 인버터로 구성된다.

능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터는 기본적으로 부스트 컨버터와 같은 원리로 동작하기 때문에 적은 변압기 턴수비로 높은 승압을 할 수 있다는 장점을 가지며, 최대 전력점 추종 제어(MPPT)를 수행한다. 초퍼 전류원 인버터는 하나의 스위치(Q_B)만 고주파로 스위칭하고 출력단의 H-Bridge는 상용주파수(60Hz)로 스위칭하기 때문에 스위칭 손실을 최소화할 수 있으며, 출력단에 필터 인덕터가 요구되지 않는다는 장점이 있다.

그림 6은 제안된 시스템의 컨버터부 제어 블록도를

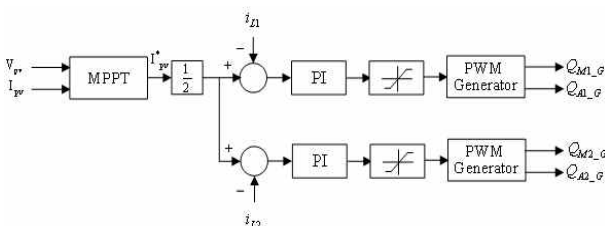


그림 6 컨버터부 제어 블록도
Fig. 6 Converter Stage's Control Block Diagram

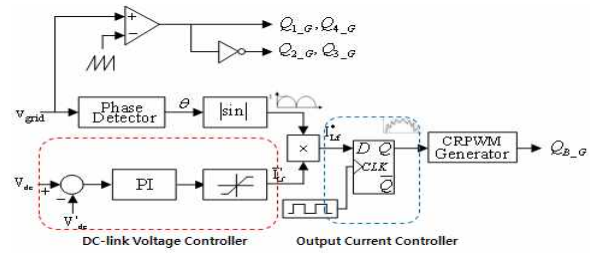


그림 7 인버터부 제어 블록도
Fig. 7 Inverter Stage's Control Block Diagram

나타낸다. P&O MPPT 기법을 사용하여 최대전력점에 상응하는 전류지령을 생성한다. 입력전류의 리플을 감소시키기 위하여 L_1 , L_2 에 흐르는 전류 i_{L1} , i_{L2} 에 대해 평형제어를 수행해야 하며, 그림 6에 나타낸 바와 같이 MPPT로부터 발생된 전류지령은 양분되어 각 인덕터 전류의 지령치로 사용된다.

그림 7은 인버터부 제어 블록도를 나타낸다. 초퍼 전류원 인버터는 DC-Link 전압을 일정하게 유지하고 그에 상응하는 전류 지령의 크기를 결정하기 위한 정전압 제어와 출력전류를 계통과 동기상의 정현파로 제어하는 역할을 한다. 스위치 Q_B 는 인덕터 L_B 에 흐르는 전류 i_{L_B} 를 히스테리시스 전류제어를 통해 정류 정현파가 되도록 하며, 정류 정현파의 크기는 DC-Link 전압제어의 결과로 결정된다. 정류 정현파의 위상은 계통전압의 위상을 검출하여 동기상이 되도록 한다. 계통전압의 양의 반주기 동안에는 스위치 Q_1 , Q_4 가 도통하고 음의 반주기 동안은 Q_2 , Q_3 를 도통하여 출력전류의 방향을 제어한다.

3. 회로 설계 및 손실 분석

3.1 회로 설계

3.1.1. 수동소자 설계

능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터는 동일용량의 하프 브릿지 컨버터에 비하여 낮은 턴수비로 설계할 수 있다. 턴수비는 식(11)보다 작게 설계되어야 한다.

$$n_{max} = \frac{V_{conv,max} (1 - D_{min,set})}{V_{E,max}} \quad (11)$$

주 인덕터 L_1 및 L_2 의 인덕턴스는 입력전류의 리플에 따라서 식(12)와 같이 결정된다. 입력전류 리플의

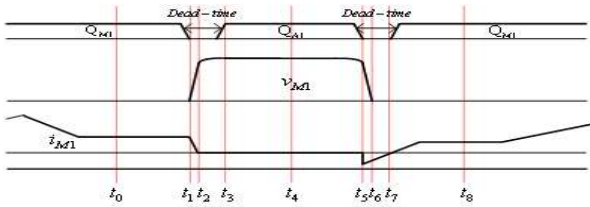


그림 8 컨버터부의 이론적 동작 파형
Fig. 8 Theoretical operation waveform of the converter stage

감소는 입력 커패시터스의 저감에 중요한 요소이며, 이를 통하여 MIC 전체 수명을 향상시킬 수 있다.

$$L_{1,\min} = \frac{(2 \cdot V_{\in, \min} (1 - D_{\max}) D_{\max})}{\left(\frac{\Delta i_{L1}}{100} \cdot n \cdot I_{conv,o} \cdot f_{conv} \right)} [\mu H] \quad (12)$$

클램핑 커패시터는 클램핑 전압을 결정하며, 다음과 같은 설계식으로 결정된다.

$$C_{damp} = \frac{I_{damp,peak} \times \sqrt{\frac{2 \cdot (1 - D_{\max})}{3}}}{4\pi \cdot f_{conv} \cdot \Delta v_{damp}} [\mu H] \quad (13)$$

초과 전류원 인버터에서 인버터부의 인덕터는 출력 전류에 직접적인 영향을 주고 \$Q_B\$의 스위칭 주파수를 결정하기 때문에 최대 스위칭 주파수를 고려하여 설계되어야 하며, 출력전류의 THD를 고려하여 충분히 크게 설계되어야 한다.

$$L_B = \frac{(V_{inv,\in} + \Delta v_{o,conv} - v_{o,inv} \sqrt{2}) \cdot D_{B,\max}}{\Delta i_{L_B,\max} \cdot f_B} [\mu H] \quad (14)$$

3.1.2. ZVS를 위한 데드 타임 설계

컨버터부의 ZVS 동작을 위해서는 주 스위치(\$Q_{M1}\$ or \$Q_{M2}\$)와 보조 스위치(\$Q_{A1}\$ or \$Q_{A2}\$) 사이에 일정한 데드 타임이 존재해야 하며, 보조 스위치 턴오프와 주 스위치 턴온 사이의 데드 타임은 식(15), 주 스위치 턴오프와 보조 스위치 턴온 사이의 데드 타임은 식(16)으로 표현된다.

$$T_{de,Q_{A1} \sim Q_{M1}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk} \cdot C_{M1}} \quad (15)$$

$$T_{de,Q_{M1} \sim Q_{A1}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk} \cdot C_{damp}} \quad (16)$$

3.2 컨버터부 손실 분석

컨버터부에서 손실을 발생시키는 소자로는 다이오드, 변압기, 스위치, 인덕터, 커패시터가 있다.

3.2.1 변압기 손실 (PQ5050, 50kHz)

변압기의 손실로는 전자기적 특성에 의한 무부하손 및 부하손으로 구분되며, 특히 무부하 손실의 경우 부하의 사용 유무에 관계없이 손실로 발생하고 있다. 부하손은 저항손, 와류손, 표류부하손 등이 있는데 코일 등에서 손실이 생기고 있다. 변압기는 PQ5050 코어를 사용하였고 변압기에 생기는 손실은 크게 코어 손실과 와이어 손실로 볼 수 있는데 아래 수식 (17)으로 나타내었다. 제한한 컨버터의 정격에 맞게 변압기 손실 계산을 하였다. 와이어 손실은 아래 수식 (18)과 같이 구한다. 와이어 손실은 주파수 50KHz 기준 9.14W로 계산되었다.

$$Transformer Loss = Core Loss + Wire Loss \quad (17)$$

$$Wire Loss = R_{pri} \cdot I_{pri,s}^2 + R_{sec} \cdot I_{sec,s}^2 \quad (18)$$

$$R_{pri} = (MLT \cdot N_{pri}) \cdot \rho \cdot 1.3 \quad (19)$$

$$R_{sec} = (MLT \cdot N_{sec}) \cdot \rho \cdot 1.3 \quad (20)$$

$$I_{pri,s} = 6.19A, I_{sec,s} = 1.7A, \rho = 0.002\Omega \cdot cm \quad (21)$$

$$N_{pri} = 9, N_{sec} = 43$$

$$Wire Loss = 9.14 W \quad (22)$$

코어 손실은 아래 수식 (23)과 같이 구한다. 코어 손실은 주파수 50KHz 기준 5.19W로 계산되었다. 변압기 총손실은 코어 손실과 와이어 손실의 합으로 14.33W로 구하였다 .

$$Core Loss : P_{fc} = P_{cv} \cdot (Core Volume) \quad (23)$$

$$P_{cv} = 300[kW/m^3], Core Volume = 17300mm^3 \quad (24)$$

$$Core Loss = 5.19 W \quad (25)$$

$$Core Loss + Wire Loss = 14.33 W \quad (26)$$

3.2.2 다이오드 손실

AC Module형 Dual-Stage Inverter의 2차 측에 사용되는 다이오드는 전압정격이 높아야 하고 고속 스위칭 특성을 가져야 한다. 다이오드에 의한 손실은 다이오드 자체의 내부 저항에 의한 도통 손실과 내부 전압강하에 의한 손실을 들 수 있다. 이는 시스템 전체손실에 비교해 다이오드에서 발생하는 손실은 약 0.2[%] 정도로 작지만 정류과정에서 발생하는 turn on시 공핍층의 다량의 전하주입으로 인한 오버슈트 및 turn off

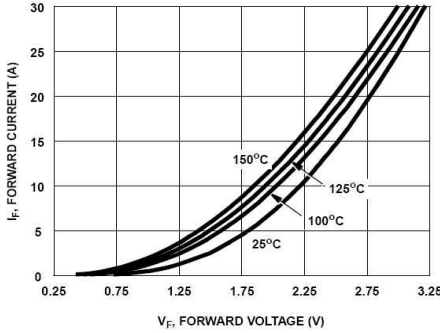


그림 9 순방향 전압 및 전류 그래프
Fig. 9 Bias voltage and current graph

시의 축적된 전하의 제거를 위한 역회복 시간은 부가적인 손실 및 타 소자에 전압 및 전류 스트레스를 발생하여 효율 저감의 원인이 되므로 우수한 다이오드를 선정할 필요가 있다. 본 논문의 실험에서는 Fairchild사의 다이오드(ISL9R860S3ST)를 사용하였다

$$P_{Diode} = P_{trr} + P_{cond} \quad (27)$$

$$P_{cond} = P_{RD} + P_{VF} \quad (28)$$

$$P_{RD} = R_D \cdot I_s^2 \quad (29)$$

$$P_{VF} = V_F \cdot I_{ave} \quad (30)$$

$$Diode Loss = 1.36 W \quad (31)$$

수식 (29), (30)에 필요한 VF, RD는 그림 12을 사용하여 구할 수 있다. 구해진 RD=0.45[Ω], VF=1.35[V]을 사용하여 수식 (29), (30)을 계산하고, 계산된 값을 수식 (27), (28)에 대입하면 전체 다이오드 손실을 구할 수 있다. 제안한 컨버터에선 다이오드가 2개이므로 2.72W의 손실을 가진다.

3.2.3 인덕터 손실 (PQ3535, 50kHz)

인덕터 손실 또한 변압기 손실과 마찬가지로 전자기적 특성에 의한 무부하손 및 부하손으로 구분되며, 특히 무부하 손실의 경우 부하의 사용 유무에 관계없이 손실로 발생하고 있다. 인덕터는 PQ3535 코어를 사용하였고 코어 손실과 와이어 손실을 아래의 수식 (33), (36)을 사용하여 계산하였다. 주파수 50KHz 기준 코어 손실은 5.19W, 와이어 손실은 3.54W으로 구할 수 있다. 총 손실은 코어 손실과 와이어 손실의 합이므로 아래 수식 (40)과 같이 8.73W의 손실을 가진다.

$$\text{인덕터 Loss} = Core Loss + Wire Loss \quad (32)$$

$$Core Loss : P_{fe} = P_{cv} \cdot (Core Volume) \quad (33)$$

$$P_{cv} = 300 [kW/m^3], Core Volume = 17300mm^3 \quad (34)$$

$$Core Loss = 5.19 W \quad (35)$$

$$Wire Loss = R_L \cdot I_{L,s}^2 \quad (36)$$

$$R_L = (MLT \cdot N_L) \cdot \rho \cdot 1.3 \quad (37)$$

$$I_{L,s} = 6.06 A \rho = 0.002\Omega \cdot cm, N_L = 30, R_L = 0.585\Omega \quad (38)$$

$$Wire Loss = 3.54 W \quad (39)$$

$$Total Loss = 8.73 W \quad (40)$$

3.2.4 스위치 손실

스위치 손실은 스위칭 전이 손실과 도통 손실로 나타낼 수 있다. 제안된 컨버터는 주 스위치와 보조 스위치 모두 ZVS(zero voltage switching)을 하므로 스위칭 전이 손실은 매우 미비하다고 볼 수 있다. 주 스위치와 보조 스위치의 도통 손실을 수식 (43), (47)을 사용하여 계산하였다. 주 스위치와 보조 스위치 모두 Fairchild사의 FDB20N60 소자를 사용하였고 온 저항은 0.15Ω 이다. 주 스위치의 도통 손실을 계산하면 10.58W로 구할 수 있고, 보조 스위치의 도통 손실을 계산해보면 0.79W로 주 스위치에 비해 매우 작은 손실을 가지는 것을 확인 할 수 있다.

$$Switch Loss = Switching Loss + Conduction Loss \quad (41)$$

$$I_{M1,s} = 8.4A, R_D = 0.15\Omega \quad (42)$$

$$Conduction Loss = I_{M1,s}^2 \cdot R_D \quad (43)$$

$$Conduction Loss = 10.58 W \quad (44)$$

$$Switch Loss = Switching Loss + Conduction Loss \quad (45)$$

$$I_{A1,s} = 2.3A, R_D = 0.15\Omega \quad (46)$$

$$Conduction Loss = I_{A1,s}^2 \cdot R_D \quad (47)$$

$$Conduction Loss = 0.79 W \quad (48)$$

3.3 인버터부 손실 분석

제안한 태양광 모듈 집적형 전력변환장치는 능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터와 출력전류를 계통과 동기상의 정현파로 제어하는 초퍼 전류원 인버터로 구성된다. 여기서 초퍼 전류형 인버터의 효율을 분석해보겠다. 초퍼 전류원 인버터는 앞단의 초퍼 스위치 (Q_B)만 고주파로 스위칭하고 출력단의 H-Bridge는 상용주파수(60Hz)로 스위칭한다. 그렇기 때문에 출력단의 H-Bridge의 스위치들은 스위칭 손실이 거의 존재하지 않는다. 스위치(Q_B)의 Conduction Loss를 계산해본다면 아래 식 (52)에 의해 1.86W의 손실을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 회로는 300W로 설계되었으

며 출력단 전류는 1.3636 A이고, 스위치는 Fairchild사의 FDB20N60 소자를 사용하였고 온 저항은 0.15Ω 이다. 또한 초퍼단의 다이오드의 문턱전압에 의한 손실이 일어난다. 그 것을 계산해본다면 아래 식 (52)에 의해 2.73W의 손실을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 여기서 다이오드는 Fairchild사의ISL9R86053ST 소자를 사용하였고 문턱전압은 2V이다. 인버터 부에서 일어나는 손실의 합을 계산하면 아래 식 (54)에 의해 4.59W의 손실을 가지는 것을 확인 할 수 있고, 인버터부 효율은 98.47%으로 계산되었다.

$$\text{Conduction Loss: } I_o^2 R_{ds(on)} = (1.3636)^2 \times 0.15 = 1.86 \text{ W}$$

$$(I_{O_s} = 1.3636 \text{ A}, R_{ds(on)} = 0.15\Omega) \quad (49)$$

$$\text{Diode Loss: } P_D = I_P \times V_P = (1.3636) \times 2 = 2.73 \text{ W}$$

$$(I_P = 1.3636 \text{ A}, V_P = 2 \text{ V}) \quad (50)$$

$$\text{Conduction Loss} + \text{Diode Loss} = 4.59 \text{ W} \quad (51)$$

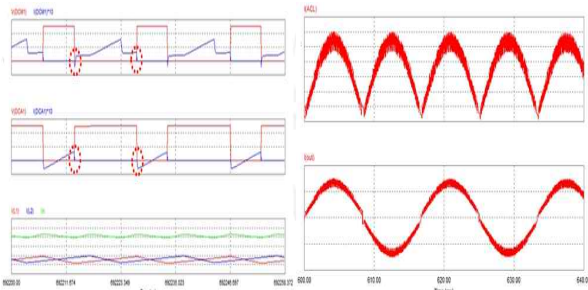
$$\text{Inverter Efficiency} = (295.41/300) \times 100 = 98.47\% \quad (52)$$

4. 시뮬레이션 및 실험

표 1은 본 논문에서 제안한 태양광 모듈 집적형 전력변환장치의 각 파라미터 정격을 나타내고 있다. 시뮬레이션은 PSIM 6.0을 사용하여 제안된 회로의 동작을 확인하였다. 실험을 위한 하드웨어의 정격은

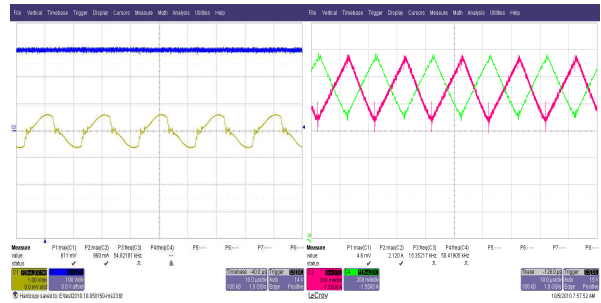
표 1 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값
Table 1 Parameter values for the simulation

용량	300[MV]	주파수	50[kHz]
입력전압	25~40[V]	C_{DC}	2[μF]
C_{in}	20[μF]	C_{out}	0.068[μF]
L_1, L_2	740[μH]	L_B	14[mH]

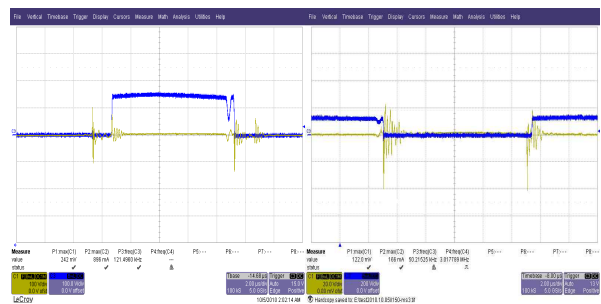


(a) 컨버터 각부 출력파형 (b) 인버터 각부 출력파형

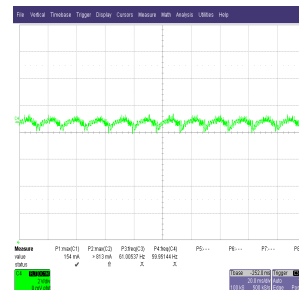
그림 10 시뮬레이션 각부 파형
Fig. 10 Simulation waveforms of the proposed MIC



(a) 변압기 전류파형 (b) 주 인덕터 전류 파형



(c) 주스위치 & 보조스위치 전압, 전류파형



(d) 히스테리시스 전류 제어 파형

그림 11 시뮬레이션 각부 파형
Fig. 11 Simulation waveforms of the proposed MIC

표 1에서 나타낸 파라미터 값과 같게 설계하였고 컨트롤러로 DSP 28035를 사용하였다. 그림 10(a)는 주 스위치와 보조 스위치가 소프트 스위칭 동작을 하며 ZVS 턴온하는 것을 보여준다. 그림 10(b)를 통하여 인버터부 Buck 컨버터와 단상 풀 브릿지 인버터에 의하여 상용주파수를 갖는 정현파 출력전류가 흐르는 것을 확인할 수 있다. 그림 11은 제안된 능동 클램프 전류원 하프 브릿지 기반 태양광 모듈 집적형 전력변환장치의 컨버터부의 각부 파형과 인버터부의 히스테리시스 전류 제어 파형이다. 그림 11(a)는 컨버터부의 변압기에 흐르는 전류 파형을 나타낸다. 그림 11(b)는 컨버터 더블 인덕터의 전류 평형 제어를 나타내는 실험 파

형이다. 2개의 인덕터에 유사한 크기의 전류가 흐르는 것을 확인 할 수 있다. 그림 11(c)는 주 스위치와 보조 스위치가 소프트 스위칭 동작을 하며 ZVS 턴온 하는 것을 실험결과로 나타내었다.

5. 결 론

본 논문에서는 능동 클램프 전류원 하프 브릿지 컨버터와 초퍼 전류원 인버터를 결합한 PV-MIC를 제안하였다. 제안한 토폴로지의 컨버터부는 ZVS 동작을 통하여 스위칭 스트레스와 손실을 절감하며, 인버터부는 초퍼 전류원으로서 스위칭 손실을 최소화하였다.

컨버터부와 인버터부에서 발생하는 손실을 각 소자 별로 분석하였으며 인버터 타입에 따른 스위치 손실 비교와 area product 비교 분석을 하였다. 분석결과 변압기 손실이 가장 크고 다이오드 손실이 가장 적은 것으로 확인 할 수 있다. 효율을 개선하기 위해선 변압기의 손실과 스위치 손실을 줄이는 것이 최우선임을 알 수 있다. 그 방법으로는 변압기나 스위치에 흐르는 전류의 값을 작게 줄이면 된다는 것을 확인 할 수 있는데 이를 고려한 설계가 필요하다. 또한, 주요 수동소자의 설계 및 데드 타임에 대하여 고찰하였으며, 시뮬레이션과 실험 결과를 통하여 동작을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Sanhan B and Vergara A. N and Henze N and Engler A and Zacharias P, "A Single-stage PV Module Integrated Converter Based On a Low-power Current-source Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 7, pp. 2602-2609, 2008, July.
- [2] Zhang Chao and He Xiangning, Zhao Dean, "Design and Control Of a Novel Module Integrated Converter With Power Pulsation Decoupling For Photovoltaic System", *International Conference on Electrical Machines and System*, pp. 2637-2639, 2008, Oct.
- [3] 이광택, 안태영, 김성철, 유병우, 봉상철, "하프브릿지형 DC-DC 컨버터의 효율특성 비교에 관한 연구", *전력전자학술대회논문집*, pp. 356-359, 2006. 6.
- [4] 한상규, 윤현기, 문건우, 윤명중, 김윤희, "하프 브릿지 듀얼 컨버터를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버", *전력전자학회 논문지*, 제7권, 제5호, pp. 419-426, 2002. 10.
- [5] 정용채, "다부하를 갖는 유도가열기기를 위한 고역률 이중 하프브릿지 직렬공진 인버터", *전력전자학회 논문지*, 제3권, 제4호, pp. 307-314, 1998. 12.

저 자 소 개



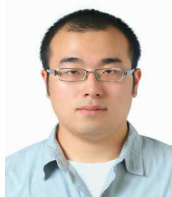
정훈영(鄭訓泳)

1985년 12월 3일생. 2009년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템협동공학과정 석사과정.



박정규(朴正圭)

1982년 11월 6일생. 2009년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2010년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템협동공학과정 석사과정.



지용혁(池湧赫)

1981년 8월 31일생. 2007년 성균관대 화학공학화 졸업. 2009년 동 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 동 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~현재 한국전력공사 PQ 심사위원. 2006년~현재 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2007년~현재 도시철도기술실무위원회 위원(건설교통부). 2007년~현재 월간 전기설비 편집자문위원. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2007년~2008년 당 학회 부회장. 2010년 당 학회 회장.



이태원(李泰遠)

1971년 7월 14일생. 2000년 성균관대 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 메카트로닉스공학화 졸업(공학박). 2007년~2008년 미국 Michigan State University Postdoctoral Research Associate. 2008년~현재 삼성전기(주) Power사업팀 책임연구원. 당 학회 학술위원.