

계통 연계 모듈형 태양광 전력변환장치 고효율화에 관한 연구

(A Study on High Efficiency for Grid-connected Modular Photovoltaic Power Conversion System)

이우철*

(Woo-Cheol Lee)

Abstract

The conventional central photo voltaic inverters have several problems. First, shadow problem in each solar panel, and high DC voltage problem from each panel because of concentration to one central inverter. Therefore, module integrated inverter is proposed to solve these problems. The inverter should be small and cost effective. The cost and size in the inverter depend on the inductor. So the switching frequency should be increased to reduce the inductor and total size, but there is a problem in efficiency because of the losses in turn-on and turn-off. In the paper, the critical conduction mode(CRM) switching method is adopted to reduce the switching loss and interleaving method is proposed to increase the efficiency in Flyback converter. Finally, the validity of the proposed scheme is investigated with simulated and experimental results for a prototype system rated at 200W.

Key Words : Ocentral/Module Integrated Inverter, Flyback Converter, CRM(Critical Conduction Mode)

1. 서 론

일반적인 태양광 인버터는 DC/DC 컨버터를 통하여 태양광 패널에서 나오는 DC 전압을 계통 전압으로 변환하기 위해서 필요한 충분히 높은 전압으로 승압한

다음 수십 kHz의 스위칭 주파수를 갖는 PWM(pulse width modulation) 인버터를 통하여 교류(AC)화 하는 2 스테이지 구성을 하고 있다. 2 스테이지 일반 구성을 마이크로 인버터에 적용하면 스위칭 손실을 비롯한 전력 변환 손실이 두 스테이지에 모두 존재하여 각각의 효율이 97%가 된다고 해도 전체 효율은 94% 정도로 떨어지게 된다[1-2].

연구하고자하는 모듈형 마이크로 인버터의 파워 스테이지는 전력 변환 기능의 대부분을 담당하는 플라이백 컨버터(Fly-back Converter)와 극성 절환(Pass Through) 방식의 인버터의 2 스테이지 구성을 기본으로 한다.

이러한 구조의 인버터에서 DC/AC 인버터는 120Hz

* 주저자 : 한경대학교 전기전자 제어공학과
IT 융합연구소
* Main author : Hankyong National University Dept.
of Electrical Electronic & Control
Engineering Professor, Institute for
information technology convergence
Tel : 031-670-5323, Fax : 031-670-5329
E-mail : woocheol@hknu.ac.kr
접수일자 : 2013년 9월 25일
1차심사 : 2013년 9월 28일, 2차심사 : 2013년 10월 28일
3차심사 : 2013년 11월 1일, 심사완료 : 2013년 11월 10일

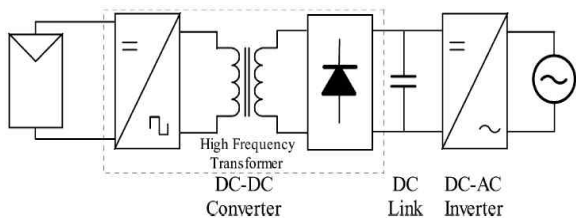


그림 1. 일반적인 태양광 인버터 블록도
Fig. 1. Typical solar inverter block diagram

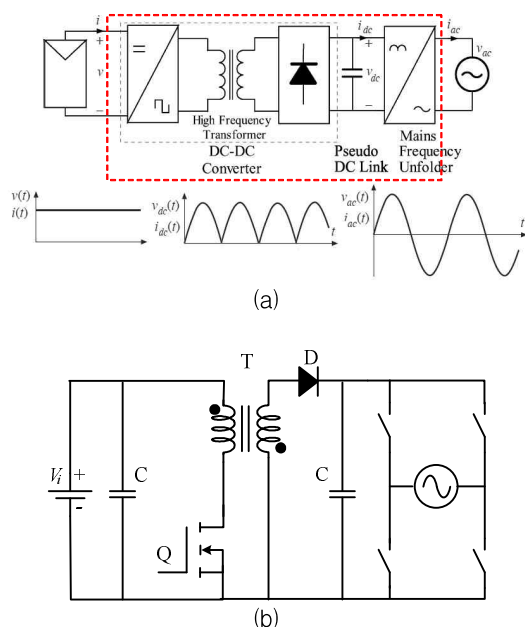


그림 2. 제시된 200W급 태양전지용 모듈형 변환시스템
(a) 개념 블록도 (b) 파워 스테이지
Fig. 2. Proposed class 200W modular solar cell conversion system

의 저주파 구형파로 구동되므로 스위칭 손실을 거의 무시할 수 있고 도통 손실만이 존재하게 되어 전체 시스템 효율을 높이기 위해 최적이다. 즉 기존의 태양광 인버터는 고주파 스위칭을 DC-DC와 DC-AC 2번 하게 되어 효율이 저감되게 된다. 그러나 제안된 방식은 고주파 스위칭은 DC-DC 컨버터만 하게 되나 출력은 정현파 형태로 제어하여 인버터 부에서는 단순히 극성만 바꾸어 주게 되어 전체 효율은 DC-DC 컨버터에 의해서 결정이 된다. 또한 기존의 제어 방식에 부하 전류에 따른 제어 방식을 달리하여 효율을 최대한으

로 높이고하는 제어 알고리즘을 제안하고자 한다. 기본적 스위칭 방식은 영전압 스위칭(ZVS)가 가능한 CRM 방식을 채택하고 저 전류 구간에서 할 경우 스위칭 주파수가 과도하게 증가하는 문제점이 발생되어 스위칭 손실이 지나치게 과도해지게 된다. 따라서 저 전류 구간에서는 일정 주파수로 운전하여 불연속 모드(DCM) 모드로 동작하게 하여 효율을 향상시키고자 한다[3]. 제안한 태양광 발전기는 40V의 DC전압을 받아서 2 병렬의 인터리빙(Interleaving) 플라이백 컨버터를 거쳐서 전원에 전류를 공급시켜 주고 노이즈 억제 및 효율 향상을 위해 경계점 도통 모드(CRM : Critical Conduction Mode) 소프트 스위칭 기법을 적용한다. 인터리빙 구동을 적용하면 리플 전류가 줄어들어 필터를 소형화할 수 있어 제품 소형화에 도움이 된다[4-5]. 전원 전류가 정현파인 태양광 전력변환 장치의 경우 전류가 계속적으로 변하기 때문에 모든 전류 구간에서 인터리빙을 방식을 채택하여 운전시 효율 저감의 원인이 되어 저 전류구간에서는 단독 운전을 하고 전류가 많은 피크치 구간에서는 인터리빙 방식을 채택하여 효율을 높이고자 한다.

본 논문에서는 태양광 발전기에 사용될 플라이백 컨버터에 대한 고찰과 CRM 스위칭을 할 수 있게 정현파 전류 지령치를 계산하여 스위치 손실을 줄이고 플립플롭(Flip/Flop:F/F)을 이용하여 인터리빙 동작을 구현하였다.

2. 시스템 설계

2.1 Flyback 컨버터

CRM 스위칭 동작을 하기 위해서는 전류 지령치를 먼저 알아야 스위칭 구동을 할 수 있어 플라이백 컨버터의 동작 해석을 하여 전류 지령치를 구해낸다. 최종 출력은 정현파로 동작하기 때문에 전류 지령치는 사인파로 계산한다. 정현파로 스위칭 동작을 하면 전류 지령치가 작은 부분은 불연속 모드인 DCM (Dis-Continuous Conduction Mode)로 동작하게 되고 점점 지령치가 커지게 되면서 CRM 모드로 넘어가게 된다[6].

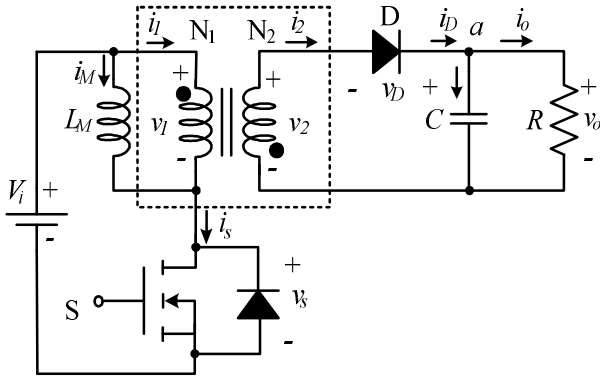


그림 3. Flyback converter 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of Flyback converter

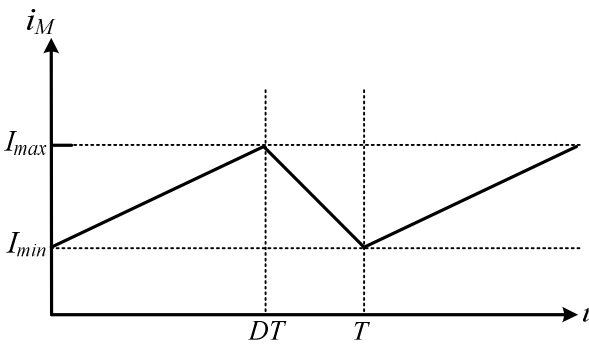


그림 4. 연속 모드
Fig. 4. Continuous Conduction Mode (CCM)

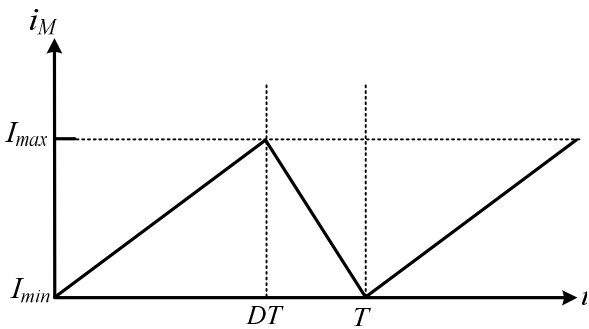


그림 5. 전류 경계점 모드
Fig. 5. Critical conduction mode (CRM)

그림 4 CCM(Continuous Conduction Mode)일 때 전류 동작을, 그림 5는 CRM일 때 전류 동작의 파형이다. CCM은 전류가 0에서 시작을 하지 않고 I_{min} 의 값을 가지고 있는 상태에서 전류가 상승 되고 CRM은 전류가 0일 때 스위칭을 동작을 하여 스위치에 대한 손실이 많

이 줄어든다. 다음은 Flyback converter가 CRM 또는 CCM 동작일 때 관계 수식은 다음과 같다[7].

스위치 턴 온, 턴 오프시 전류 상승, 하강 구간은

- 스위치 ON ($0 \leq t < DT$)

$$I_{max} - I_{min} = \frac{V_i}{L_M} DT \quad (1)$$

- 스위치 OFF ($DT \leq t < T$)

$$i_M(T) = I_{min} = \frac{[-V_o(\frac{N_1}{N_2})]}{L_M} (1-D)T + I_{max} \quad (2)$$

플라이백 컨버터의 출력 전압은

$$V_o = \frac{D}{(1-D)} V_i \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (3)$$

식 (3)은 CCM, CRM에서의 출력전압 수식이다. CRM 또한 CCM 수식과 같다.

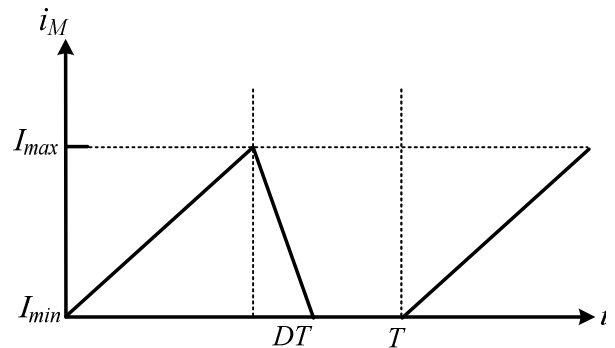


그림 6. 불연속 모드
Fig. 6. Dis-continuous conduction mode (DCM)

그림 6은 DCM일 때 전류의 파형이다. CCM과 CRM과는 달리 한 주기도 가지 못한 채 전류가 0으로 떨어지고 다시 T에서 스위치가 ON되어 전류가 다시 상승되는 동작모드 이다[8-9]. DCM일 때 출력 전압은

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R}{2 \cdot L_M \cdot f}} \quad (4)$$

2.2 정현파 전류 지령치

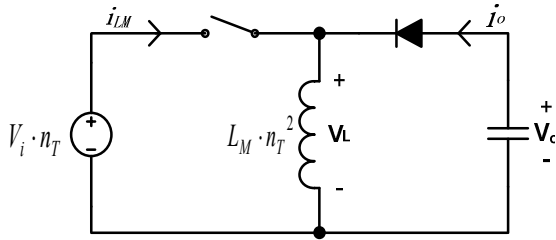


그림 7. 벡-부스트 컨버터
Fig. 7. Buck-Boost converter

위 그림은 Flyback converter의 1차 측이 2차 측으로 변환된 Buck-Boost converter이다. 이 등가회로에서 턴 온과 턴 오프를 구하게 되면

$$t_{off} = \frac{V_i \cdot t_{on}}{V_o} \cdot n_T \quad (5)$$

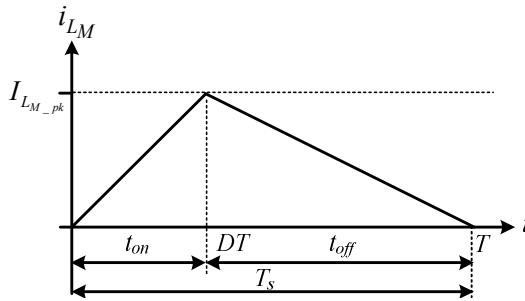


그림 8. 인덕터에 흐르는 전류
Fig. 8. The current flowing in the inductor

최종으로 구할 수식은 턴 온 시간이다. 턴 온이 되는 시간만큼 턴 오프 시간 때 출력에 전류를 내보낸다. 위에 그림에서 \$t_{off}\$ 구간이 출력전류가 된다.

\$t_{off}\$의 전류 평균을 계산하면

$$2I_o = \frac{i_{LM} \cdot t_{off}}{t_{on} + t_{off}} \quad (6)$$

\$t_{on}\$ 시간은

$$t_{on} = \frac{2I_o \cdot L_M \cdot (V_i \cdot n_T + V_o)}{V_i^2} \quad (7)$$

\$t_{on}\$과 \$t_{off}\$의 시간을 더하게 되면

$$T = \frac{2I_o \cdot L_M \cdot (V_i \cdot n_T + V_o)^2}{V_i^2 \cdot V_o} \quad (8)$$

한 주기의 시간을 구할 수 있다. T를 역수로 취하면 주파수로 표현된다.

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{V_i^2 \cdot V_o}{2I_o \cdot L_M \cdot (V_i \cdot n_T + V_o)^2} \quad (9)$$

정현파 전류 지령치 수식은 식 (1)에 식 (7)을 대입하여 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} I_{LM_pk} &= \frac{V_i \cdot t_{on}}{L_M} \\ &= \frac{V_i}{L_M} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2} I_s \cdot \sin \omega t \cdot L_M \cdot (V_i \cdot n_T + \sqrt{2} V_s \cdot \sin \omega t)}{V_i^2} \\ &= \frac{2 \cdot \sqrt{2} I_s \cdot \sqrt{2} V_s}{V_i} \cdot \left(\sin^2 \omega t + \frac{V_i \cdot n_T}{\sqrt{2} V_s} \cdot \sin \omega t \right) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 \$I_o = \sqrt{2} I_s \cdot \sin \omega t\$, \$V_o = \sqrt{2} V_s \cdot \sin \omega t\$

수식 (10)에 입력전압, 턴수 비 출력전압, 출력전류를 대입하게 되면 실제 계산된 전류 지령치는 식 (11)과 같이 된다.

$$I_{LM_pk} = 22 \cdot (\sin^2 \omega t + 0.707 \cdot \sin \omega t) \quad (11)$$

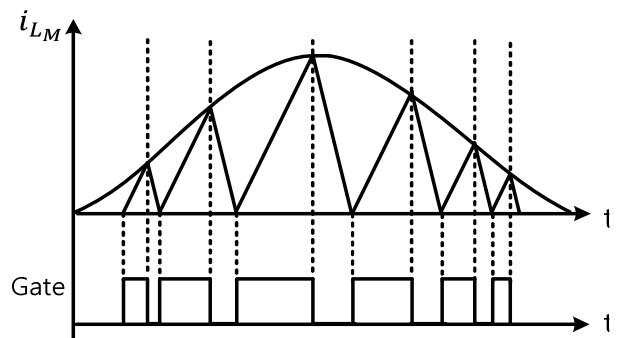


그림 9. 정현파 전류 지령치에 따른 스위칭 예상 파형
Fig. 9. The expected current sinusoidal reference switching waveform

그림 9는 정현파 전류 지령치 수식에 의해 스위칭 파형을 예상한 그림이다. 전류가 지령치에 만나면 스위치는 턴오프 된다.

수식 (8)에 보이듯이 sin 함수의 제곱 항이 있어 완벽한 sin 형태의 지령치가 나타나지 않는다. 정현파 지령치에 따라 스위칭 주기도 틀리다. 지령치 피크 부분에서의 스위칭 주기가 크지만 전류가 작은 영역에서는 지령치가 낮아 빠른 스위칭 동작을 하게 되어 스위치 소자에 손실이 커져 효율이 낮아지게 된다.

정현파 지령치 피크 부분은 CRM 동작을 하면서 스위칭 동작을 하지만 5A 이하 부분은 그림 10. 같이 DCM 동작을 하고 있다. 때문에 DCM 구간에 대해서 또 다른 해석이 필요하다.

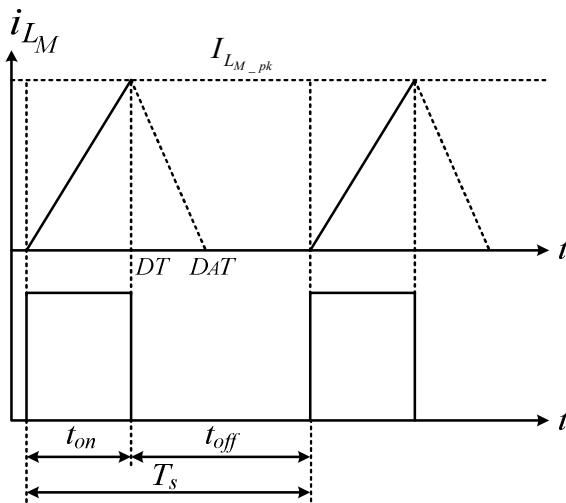


그림 10. DCM 동작일 때 인덕터에 흐르는 전류
Fig. 10. DCM operation when the current flowing in the inductor

DCM 구간에서의 지령치는

$$I_{L_{m_pk}} = \sqrt{\frac{1}{L_M \cdot f} \cdot 2 \cdot I_o \cdot V_o \cdot \sin \omega t} \quad (9)$$

DCM 구간에서의 주파수는

$$f = \left(\frac{V_i \cdot D}{V_o} \right)^2 \cdot \frac{R}{2 \cdot L_m} \quad (10)$$

2.3 Interleaving 스위칭

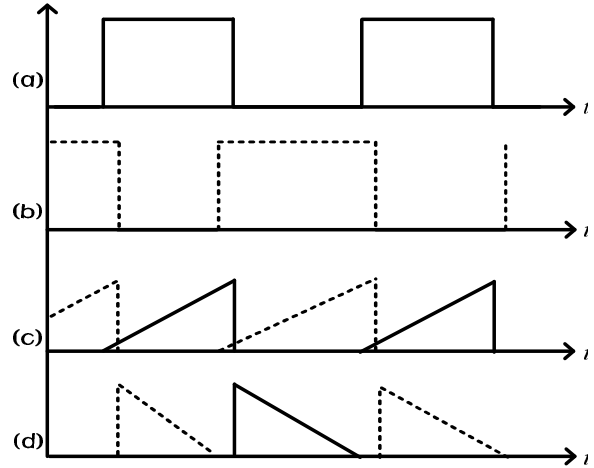


그림 11. 이상적인 Interleaving 스위칭

Fig. 11. Ideal Interleaving Switching

- (a) Master gate 파형 (b) Slave gate 파형
- (c) Master/Slave 1차측 전류 파형
- (d) Master/Slave 2차측 전류 파형

노이즈 억제 및 효율 향상을 위해 CRM 소프트 스위칭 기법이 적용된다. 이 경우 전력 용량이 커질수록 변압기 피크 전류가 증가하여 효율이 떨어지는 문제가 생길 수 있으므로 효율 면에서 최적으로 생각되는 100W씩 부하를 담당하도록 2 병렬 인터리빙 구동 방식으로 회로를 구성한다. 인터리빙 구동을 적용하면 리플 전류가 줄어들어 필터를 소형화할 수 있어 제품 소형화에 도움이 된다. 인터리빙 스위치 기법은 병렬 모듈 구성 시 동시에 하는 병렬 구동 방식이 아닌 각 컨버터간의 위상차를 갖고 스위칭을 하여 인터리빙 구동을 한다. 이 구동 방식은 입, 출력 전류의 리플을 줄이고 입, 출력 커패시터의 수명을 늘릴 수 있다. 마스터 모듈에 동작하는 스위칭을 동작하여 ON 구간을 약 180° 밀어서 Slave 모듈 스위치에 동작을 시킨다 [10-11].

그림 11에서는 마스터 모듈과 슬레이브 모듈의 게이트 신호가 정확하게 180° 차이로 이상적인 인터리빙 동작을 하고 있다. 여기서 마스터 파형은 실선, 슬레이브 파형은 점선으로 표시하였다. 게이트 신호에 의해서 그림 11 (c)는 마스터와 슬레이브의 1차측 전류 파

형으로 180° 위상 차이가 나게 흐르고 있다. 그림 11 (d)는 마스터 와 슬레이브의 2차측 전류 파형으로 1차측 과 마찬가지로 180° 위상 차이가 나게 흐르고 있다.

그림 12는 실제 모듈에 동작하게 될 정현파 전류지 령치를 나타내고 있다. 전류 지령치는 크기에 따라 모 드가 달라진다. 지령치가 0V 부근에서는 DCM 모 드로 동작하게 되고 QR, CRM, 인터리빙 모드로 변경된 다. 일반적으로 CRM 운전 조건은 출력전압이 입력전 압 보다 2배 정도 높아야만 한다. 그 이하인 경우 스위 칭 소자의 양단 전압은 기생 커패시터와 누설 전류에 의한 공진 부분과 2차측 전압이 1차측으로 넘오온 전 압의 합이 된다. 이때 준 공진(QR : Quasi-Resonant) 기법을 이용하여 스위치를 동작시 킨다. 인터리빙 조 건은 가능한 정현파 전류의 피크치 부분에서 할 수록 효율이 높게 된다. 본 연구에서는 시행 착오 법으로 하여 효율이 높게 되는 전류 지점을 찾아 인터리빙 조 건을 설정하였다.

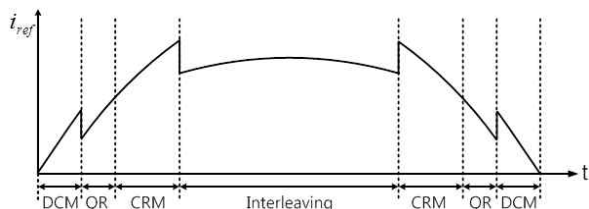


그림 12. CRM 정현파 전류지령치와 DCM 정현파 전류지령치
Fig. 12. CRM reference and DCM reference

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션 결과

그림 13은 마이크로 인버터의 2개 모듈이 병렬로 이 루어진 플라이백 컨버터 회로도 이다. 한 패널에서 DC 전압으로 입력으로 받아 2개의 모듈로 DC to DC 변환 을 하고 계통(Grid) 측으로 계통 연계를 하고 있다. 스 위칭 소자에 흐르는 전류는 변압비로 통해 전류를 센 싱을 받아 일정 레퍼런스에 도달하면 스위칭 소자는 턴 오프하게 된다. 그리고 스위칭 소자 양단 전압을 센싱을 받아 영전류 (ZCD)를 검출하는데 사용이 된

다. 영전류 검출은 스위칭 소자가 0V가 되었을 때 펄 스를 내어 턴온하게 하는 역할을 하고 출력전류가 0A 시점에서 동작하게 하는 영전류 스위칭(ZCS) 동작을 할 수 있다. 플라이 백 컨버터의 출력전압은 단순히 극성을 바꾸어 주는 인버터에 들어가 계통연계를 하 게 된다.

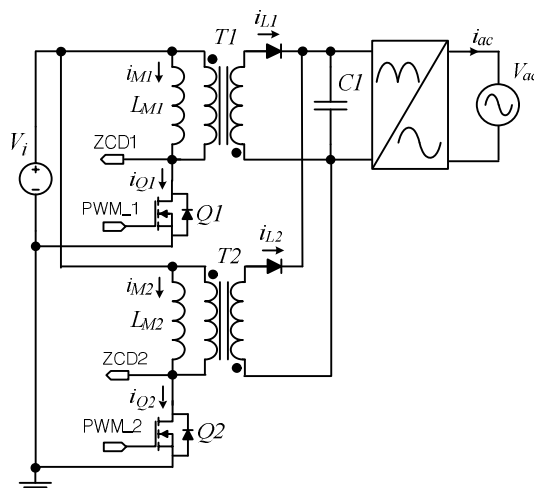


그림 13. 태양광 모듈형 인버터 Interleaving Flyback converter 회로
Fig. 13. Modular solar inverter circuit Interleaving Flyback converter

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameter

Parameters	Value
입력전압 (Vi)	40Vdc
변압기 턴수 (N1, N2)	1:5.5
자화인덕턴스(LM1, LM2)	LM1:5u, LM2:4.8u
출력커패시터(C1)	32nF
전원전압(Vac)	311Vpk
정격	220W
전압 변동	40V->20V

그림 14는 정상상태 시뮬레이션 파형으로 그림 14 (d)에서 알 수 있듯이 처음은 일정 주파수로 스위칭을 하며 불연속 모드(DCM) 전류 지령치가 들어가며, 그 이후 경계점 모드(CRM) 스위칭을 하게 되어 스위칭 주파수는 전류가 최대일 때 가장 낮게 된다. 비록 불

연속 모드(DCM)에서 경계점 모드(CRM)으로 전류 지령치가 바뀌어도 전류파형은 깨끗한 정현파 파형을 보여준다.

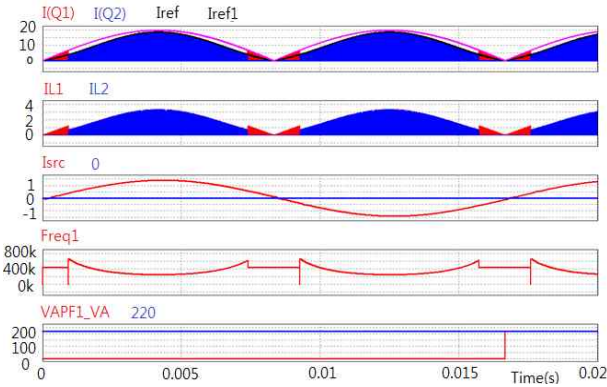


그림 14. 태양광 모듈형 인버터 정상상태 파형
(a) Master/slave 전류 및 지령치
(b) Master/slave 출력전류 (c) 계통 출력전류
(d) 스위칭 주파수 (e) 출력전력

Fig. 14. Modular solar inverter circuit in steady state

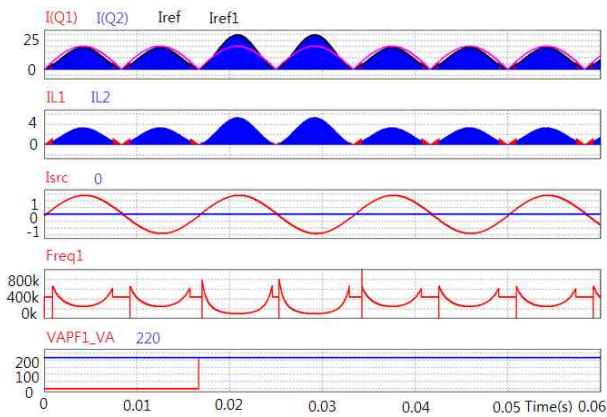


그림 15. 입력전압이 변동 있을 때 40V → 20V
(a) Master/slave 전류 및 지령치
(b) Master/slave 출력전류 (c) 계통 출력전류
(d) 스위칭 주파수 (e) 출력전력

Fig. 15. When the input voltage Changes 40V → 20V

그림 15 파형은 앞에서 구한 정현파 전류 지령치 수식을 증명하는 시뮬레이션이다. 그림 순서는 그림 14와 동일하다. 입력전압은 태양광 패널에서 전압이 들어오기 때문에 변동이 있기 마련이다. 그래서 임의로

입력 전압을 40V에서 한 주기 후에 20V로 변동하여 시뮬레이션을 하였다. 맨 위의 파형은 정현파 전류 지령치에 따라 1차 측 스위치에 흐르는 전류이다. 태양광 패널 전압이 20V로 저하 되었을 때 일정 출력을 내기 위하여 정현파 전류 지령치가 더욱 커지는 것을 볼 수 있다. 두 번째 파형은 2차 측에 흐르는 전류이다.

경계점 모드(CRM)과 불연속 모드(DCM)은 각각의 모드에서 전류 지령치를 나타냅니다. 빨간색은 불연속 모드 지령치입니다. 이 때 경계점 모드 지령치가 높게 변하고 불연속 모드 지령치는 고정이다.

마찬가지로 20V 변동 되었을 때 전류가 상승된 것을 확인할 수 있다. 세 번째 파형은 출력전류이다. 입력전압이 변동해도 출력전류(ias)는 일정하게 부하에 들어가는 것을 볼 수 있다. 네 번째 파형은 스위칭 주파수를 나타내었다. 전압이 변동된 부근에서 주파수(Freq 값이 떨어지는 것을 볼 수 있는데 이것은 경계점 모드(CRM)지령치의 값이 커져서 스위칭 소자 전류가 커진 값 만큼 도달하기 때문에 주파수가 줄어드는 파형이 보여지고 있다. 다섯 번째 파형은 약 220W 전력으로 일정하게 나오는 것을 나타내고 있다.

3.2 실험 결과

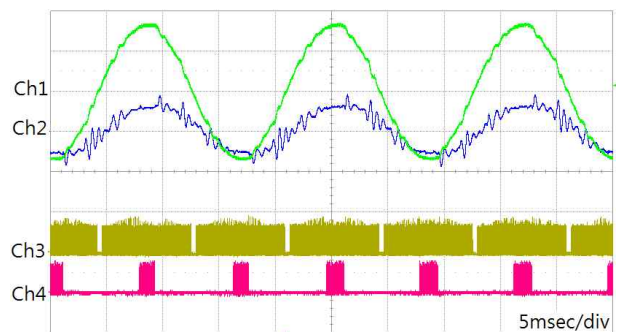


그림 16. 50W 경부하
(a) CH1 : 전원전압(200V/div)
(b) Ch2 : 전원 전류(500mA/div)
(c) Ch3 : 마스터 게이트 파형(5V/div)
(d) Ch4 : 슬레이브 게이트 파형(5V/div)

Fig. 16. 50W low lode

그림 16은 50W 경부하시의 출력 전압/전류 파형과 DC/DC 컨버터 게이트 파형이다. Ch1은 전원 전압 파

형, Ch2는 전원 전류 파형 Ch3는 마스터 게이트 파형, ch4 슬레이브 게이트 파형을 보여준다. 전원 전류의 전고조파(THD)는 국내 10KW PCS THD 규격에는 다소 못 미쳐서 전류 파형 개선 알고리즘에 대한 개발이 필요하다. 0 전압 근처에서는 스위칭을 해봐야 전력 변환에 도움이 안 되므로 슬레이브는 정지하고 또한 전류가 작은 부분에서는 슬레이브를 가동하는 것보다 마스터만으로 불연속 모드(DCM) 운전하는 것이 유리하여 일정기간 동안 슬레이브를 동작시키지 않는다.

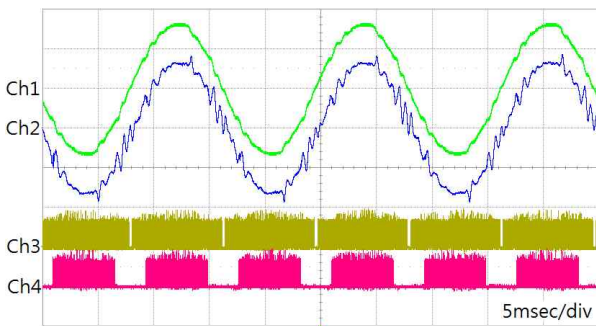


그림 17. 150W 부하
 (a) Ch1 : 전원전압(200V/div)
 (b) Ch2 : 전원 전류(500mA/div)
 (c) Ch3 : 마스터 게이트 파형(5V/div)
 (d) Ch4 : 슬레이브 게이트 파형(5V/div)

Fig. 17. 150W lode

그림 17은 150W 부하시의 출력 전압/전류 파형과 DC/DC 컨버터 게이트 파형이다. Ch1은 전원 전압 파형, Ch2는 전원 전류 파형 Ch3는 마스터 게이트 파형, ch4 슬레이브 게이트 파형을 보여준다. 실제 계통에 붙여서 실험한 파형이므로 AC 전압이 찌그러지는 순간마다 전류 요동이 발생된다. AC 시뮬레이터에 연결하여 실험하면 파형이 좀 더 깨끗하게 나온다.

그림 18에서 Ch1은 전원 전압 파형, Ch2는 전원 전류 파형, Ch3는 마스터 게이트 파형, ch4 전류 지령치 파형을 보여준다. 슬레이브가 동작한 구간에서는 인터리빙 동작으로 인하여 전류 지령치가 반으로 줄어어야 한다. 이는 AC 전압이 낮은 영역은 전력 변환에 있어 중요도가 떨어지는 부분인데 그 부분까지 두 모듈 모두 경계점 모드(CRM) 스위칭을 하게 되면 스위칭 주

파수가 매우 높아지게 되므로 스위칭 손실이 커질 수밖에 없다. 따라서 그런 부분에서는 다음과 같이 전류 지령치를 분배하여 한 모듈만으로 운전이 이루어지도록 하여 효율 증대에 도움이 되도록 하였다.

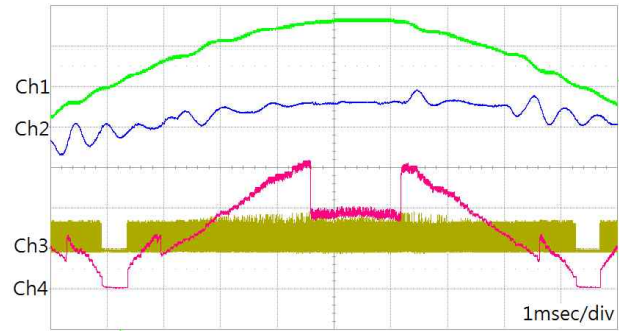


그림 18. 정현파 전류 지령치
 (a) Ch1 : 전원전압(200V/div)
 (b) Ch2 : 전원 전류(500mA/div)
 (c) Ch3 : 마스터 게이트 파형(5V/div)
 (d) Ch4 : 전류 지령치(100mV/div)

Fig. 18. Current 정현파 Reference

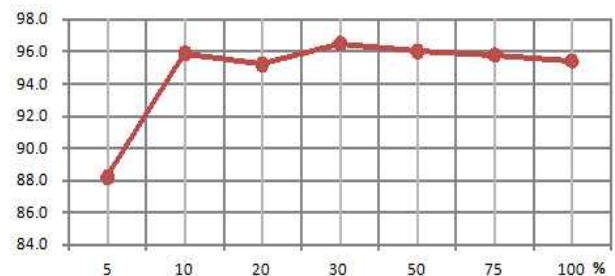


그림 19. 효율 특성 곡선
 Fig. 19. Efficiency characteristic

그림 19는 금번에 연구 된 시제품에 대한 공인 인증 기관인 한국 산업 기술 시험원의 시험성적서 중 효율 측정 곡선 파형을 보여 준다. 제안된 제어 알고리즘을 적용한 결과 정격 부하에서 기존의 효율 보다 약 2% 향상됨을 보여준다.

4. 결 론

본 연구는 200W 급 계통 연계형 모듈형 태양광 전력변환 장치 고 효율화에 대해 플라이백 컨버터에 대

한 고찰과 CRM, CCM, DCM의 동작에 대해 수식적으로 알아보았다. 플라이백 컨버터의 출력을 정현적으로 나타내기 위해 CRM 동작에 대해 지령치를 계산하였고 DCM에 대한 지령치를 계산해 두 동작에 대해 동작을 이뤄지게 하였다. 이때 누설 인덕턴스와 스위칭 소자의 기생 커패시터로 이뤄진 공진과형에서 QR 모드로 동작을 하게 하였으며, 인터리빙 동작을 통하여 전류 리플을 줄였으며 실제 프로토타입을 제작하여 동작결과를 확인하였다. 현재 DCM에서 CRM으로 경계가 변할 때마다 계통전류가 일그러지는 것을 볼 수 있었다. 추후 전류개선을 하고 좀 더 높은 전력을 구현하기 위한 연구 중에 있다.

본분 연구는 경기도의 경기도지역협력연구센터(GRRC) 사업의 일환으로 수행하였음.
 [(GRRC환경2011-B04), 물류 자동화 시스템의 에너지 절약을 위한 전력변환 기술개발]

References

[1] Laszlo Huber, Brian T Irving, Milan M. Jovanovic "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters" IEEE Trans. Power Electronics VOL. 23, NO. 4, July 2008.

[2] Z.jiang, and R.A Dougal, "A novel digitally-controlled, portable photovoltaic power source" in Proc. of IEEE Applied power electronics Conference and Exposition, March 2005, pp 1797-1802.

[3] Laszlo Huber, Brian T Irving, Milan M. Jovanovic "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters" IEEE Trans. Power Electronics Vol. 23, No. 4, July 2008.

[4] R. W Erickson and A.P. Rogers, "A Microinverter for building-Integrated Photovoltaics," in Proc. of IEEE Applied power electronics Conference, Feb. 2009, pp. 911-917.

[5] S.B Kjaer, J.K Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules" IEEE Transactions on Industry Applications, vol.41, no 5, pp. 1292-1306, 2005.

[6] T. Shimizu, K. Wadam and N. Nakamura, "A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system." in Proc. of IEEE Applied power electronics Specialists Conference, 2002, pp. 1483-1488.

[7] D. C. Martins, R. Demonti, "Photovoltaic energy processing for utility connected system" in proc. of IEEE Conference of the Industrial Electronic Society, 2001, pp. 1292-1296.

[8] Laszlo Huber, Brian T Irving, C. Adragna, and Milan M. Jovanovic "Review and Stability Analysis of PLL-Based Interleaving Control of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converter" IEEE Transactions on Power Electronics VOL. 24, NO. 8, pp, 1992-1999 Aug 2009.

[9] Haibing Hu, Qian Zhang, Xiang Fang, Z. John Shen, Issa Batarseh, "A Single Stage Micro-inverter Based on a Three-port Flyback with Power Decoupling Capability" in proc. of IEEE Conference pp. 1411-1416 2011.

[10] W. C. Lee, "Maximum Power Point Tracking Control for a Grid-Tie Photovoltaic Inverter", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol.23, No. 5, pp.72-79, May 2009.

[11] S. K. Kim, S. I. Hong, "A New Solar Energy Conversion System Implemented Using Single Phase Inverter", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol.20, No. 7, pp.74-80, Aug. 2006.

◆ 저자소개 ◆



이우철 (李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원. 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor. 현재 환경대학교 전기전자제어공학과 교수. 2011년~현재 전력전자학회 학술위원.