

고 효율, 저 잡음 특성을 가지는 양방향 태양광 인버터

이성호¹, 권정민², 권봉환[†]

Bi-directional Photovoltaic Inverter with High Efficiency and Low Noise

Sung-Ho Lee¹, Jung-Min Kwon², and Bong-Hwan Kwon[†]

Abstract - Due to merits cost and efficiency, the transformer-less type photovoltaic (PV) inverters have been popularized in the solar market. However, the leakage current flowing through a parasitic capacitor between PV array and ground can cause adverse effect in the transformer-less PV system. In this paper, a bi-directional PV inverter with high efficiency and low noise is proposed for the PV system with an energy storage device. The proposed inverter is a transformer-less type and performs the bi-directional power control between dc sources and grid with high efficiency. In addition, the proposed inverter can suppress the leakage current and obtain low noise characteristic. Finally, 3-kW prototype was implemented to confirm validity of the proposed inverter.

Keywords: bi-directional inverter, transformer-less type inverter, leakage current, energy storage system

1. 서 론

최근 기존의 주 에너지원이자 환경오염의 주요 원인인 화석 연료의 매장량 고갈과 원자력 발전의 안정성 문제가 제기되며 청정하고 무한한 신재생 에너지의 활용에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. 또한 ‘신재생 에너지 공급 의무화 (RPS)’ 제도 도입과 ‘그린홈 100만호 보급사업’과 같은 정부 차원의 노력을 통해 사회 전반에 신재생 에너지의 필요성이 강조되고 있다.

태양광 에너지는 국내 환경에 가장 적합하고 보급 잠재력이 높아 현재 가장 주목받는 신재생 에너지이다^[1]. 하지만 태양광 발전은 일사량과 같은 환경 여건에 따라 발전량이 급변하여 연속적이고 안정적인 전력 생산이 불가능하던 단점이 있다. 최근에는 배터리와 같은 에너지 저장 장치를 활용하여 보다 효율적이고 신뢰도 높은 태양광 발전 시스템 운용이 요구된다. 에너지 저장 시스템과 연계 시, 계통과 직류 전원인 에너지 저장 장치와

태양 전지간의 양방향 전력제어를 수행하는 인버터가 필요하다.

인버터는 변압기의 유무로 구분이 가능하다. 변압기형 인버터는 전기적 절연을 통해 안정성과 신뢰도가 높다는 장점을 가진다. 하지만 저 주파수 변압기에 의한 효율 감소와 설치비용 및 제작비용 증가, 부피와 무게 증가 단점을 지니고 있다. 따라서 시스템 효율과 가격을 고려하여 무 변압기형 태양광 인버터에 대한 시장의 요구가 높아지고 있다^[2].

한편, 태양전지의 물리적 특성상 태양전지와 대지 사이에 기생 커패시터가 존재한다. 태양광 발전 시스템에 무 변압기형 인버터를 적용할 경우, 기생 커패시터에 의해 태양전지와 계통간의 전기적 연결이 이뤄진다. 이를 통해 흐르는 전류를 누설 전류라 부르며, 누설 전류의 크기는 기생 커패시터 전압의 시간에 대한 변화율 즉, dv/dt 값에 의해 결정된다. 태양전지와 계통간의 큰 누설 전류가 흐르는 경우 공통모드 잡음을 증가시키고, 태양 전지의 소실과 인명 피해까지 야기한다^[3]. 독일의 경우 VDE V 0126-1-1과 같은 규제를 통해 누설전류의 크기를 제한하고 있다. 따라서 무 변압기형 태양광 인버터 설계 과정에서 누설 전류는 중요한 변수로 작용한다.

본 논문에서는 고 효율, 저 잡음 특성을 동시에 가지는 양방향 태양광 인버터를 제안하고 이론적 분석을 수행하였다. 최종적으로 3kW 시제품을 제작하여 실험하였으며, 실험결과를 근거로 제안하는 양방향 태양광 인버

Paper number: TKPE-2012-17-6-10 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: bhkwon@postech.ac.kr, Division of Electric. Electron. Eng., Pohang Univ. of science and technology

Tel: +82-54-279-2219

¹ Div. of Electric. Electron. Eng., Pohang Univ. of science and technology

² Dept. of Electric. Eng., Hanbat National University

Manuscript received Jul. 31, 2012; accepted Oct. 22, 2012

터의 우수성과 타당성을 검증한다.

2. 무 변압기형 인버터 토폴로지

그림 1은 무 변압기형 기본 풀 브릿지 인버터이다. C_p 는 태양전지의 기생 커패시터를 나타낸다. 기본 풀 브릿지 인버터에는 바이폴라 (bipolar) 변조방식과 유니폴라 (unipolar) 변조방식을 적용할 수 있다. 바이폴라 변조방식이 적용된 경우, 점 A와 B 사이에 인가되는 전압이 V_d 와 $-V_d$ 의 2 레벨을 가져 높은 코어손실을 야기한다. 뿐만 아니라 프리휠링 (freewheeling) 시, 계통과 직류 전원간의 무효전력교환이 발생하여 추가적인 전력 손실이 발생한다. 반면, 유니폴라 변조방식이 적용된 경우, 점 A와 B 사이에 인가되는 전압이 $V_d, 0, -V_d$ 의 3 레벨을 가져 바이폴라 변조방식이 적용된 경우보다 코어 손실이 낮고 프리휠링 시 무효전력교환을 차단된다. 따라서 유니폴라 변조 방식과 무 변압기형 구조를 채택한 풀 브릿지 인버터의 경우 고 효율 특성을 획득할 수 있다. 하지만 유니폴라 풀 브릿지 인버터의 경우, 고 주파수 스위칭 동작에 따라 기생 커패시터 전압 V_{PE} 가 급격히 변한다. 이는 높은 누설 전류가 발생시켜 무 변압기형 태양광 시스템 전체에 악영향을 미친다^[4-6].

최근에는 유니폴라 풀 브릿지 인버터와 같은 원리로 고 효율 특성을 가지며 동시에 누설 전류를 제한하는 다양한 무 변압기형 토폴로지가 개발되었다. 그림 2는 H5라 불리는 무 변압기형 인버터 토폴로지이며 풀 브릿지 회로에 스위치 S_5 가 추가된 구조이다^[7]. H5는 프리휠링 시 S_5 를 이용해 직류전원과 계통을 분리시킨다. 이 경우, C_p 에 고 주파수 성분 유입을 차단하여 누설전류의 크기를 제한할 수 있다. 하지만 3개의 반도체 소자를 통해 전력전달이 이뤄진다는 단점이 있다. 그림 3은 HERIC이라 불리는 무 변압기형 인버터 토폴로지로서 풀 브릿지 회로에 스위치 S_5 와 S_6 이 추가된 구조이다^[8]. HERIC은 H5와 같은 원리로 누설전류를 제한하며, 모든 동작에서 2개의 반도체 소자만이 전류 통로에 존재하기

때문에 H5보다 효율이 높다. 그림 4는 H6라 불리는 무 변압기형 인버터 토폴로지이다^[9]. H6의 스위치 S_5 와 S_6 은 프리휠링 시 계통과 직류전원을 분리시키며, 다이오드 D_1 과 D_2 를 통해 V_{PE} 를 클램핑 시켜준다. 이는 H5와 HERIC이 프리휠링 시 기생 커패시터를 부유시키는 것과 달리 V_{PE} 의 전압 정의를 명확하게 하여 보다 효과적으로 누설전류를 제한할 수 있다. 하지만 전력전달 시 4개의 반도체 소자를 통해 전류 통로가 형성되어 손실이 증가한다는 단점이 있다.

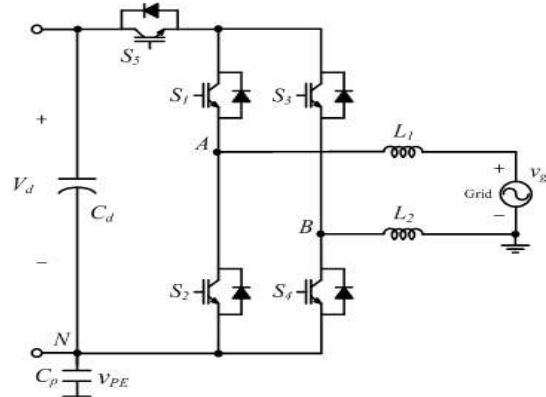


Fig. 2 H5 topology

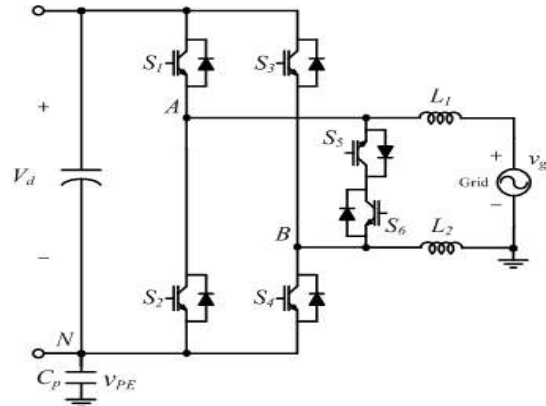


Fig. 3 HERIC topology

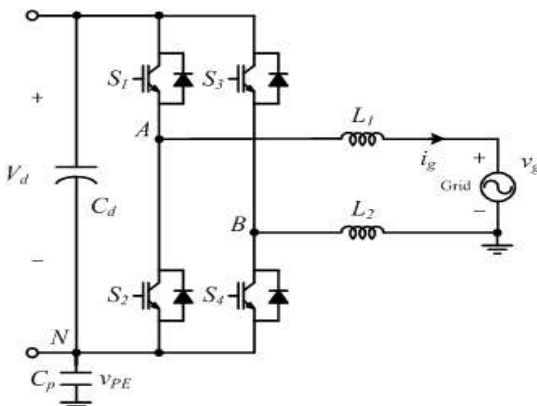


Fig. 1 Basic full-bridge inverter

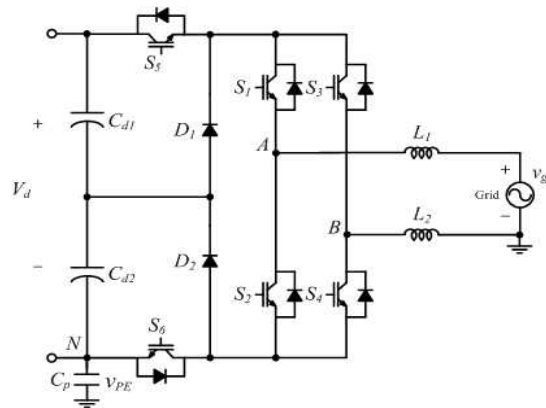


Fig. 4 H6 topology

3. 제안하는 고 효율, 저 잡음 특성을 가진 양방향 태양광 인버터

3.1 제안하는 인버터의 구성 및 특징

그림 5는 제안하는 고 효율, 저 잡음 특성을 가진 양방향 태양광 인버터이다. 무 변압기형 토폴로지이며, 스위치 $S_1 \sim S_6$ 로 구성된 풀 브릿지 회로에 스위치 S_5 와 S_6 이 추가된 구조이다. 제안하는 인버터는 점 A와 B 사이에 3 레벨의 전압이 인가되어 코어 손실이 낮고, 프리윙링 시 무효전력교환을 차단한다. 또한 모든 동작에서 2개의 반도체 소자만이 전류 통로에 존재하여 유니폴라 풀 브릿지 인버터와 같은 고 효율 특성을 가진다.

제안하는 인버터는 계통 주파수로 동작하는 S_5 와 S_6 을 통해 저 잡음 특성을 획득할 수 있다. 그림 6 (a)와 (b)는 각각 양의 반주기와 음의 반주기에서의 제안하는 인버터의 등가회로이다. 양의 반주기동안 직류 전원 측의 negative단 N이 S_6 를 통해 대지와 연결된다. 이 경우, 고 주파수의 스위칭 동작과 무관하게 v_{PE} 는 0으로 일정하게 유지된다. 음의 반주기에서는 S_5 를 통해 C_p 와 계통이 병렬로 연결된다. 따라서 제안하는 인버터는 C_p 에 고 주파수 성분의 유입을 차단하여 누설전류의 크기를 제한할 수 있다.

3.2 제안하는 인버터의 동작 및 제어

제안하는 인버터의 스위칭 동작은 계통 전압 v_g 의 극성에 따라 나뉜다. 양의 반주기에서는 S_5 는 off되며, S_6 은 on상태로 유지된다. 그리고 S_1 , S_2 는 상보적으로 고 주파수 스위칭 동작한다. 음의 반주기에서는 S_6 은 off되며, S_5 는 on상태로 유지된다. 그리고 S_3 과 S_4 는 상보적으로 고 주파수 스위칭 동작한다. 그림 7은 제안하는 인버터의 스위칭 동작에 따른 전류 통로를 나타낸다. 그림 7(a)와 (b)는 양의 반주기에서의 전류 통로를 의미하며, 7(c)와 (d)는 음의 반주기에서의 전류 통로이다.

앞서 언급된 스위칭 패턴을 바탕으로 직류 전원과 계

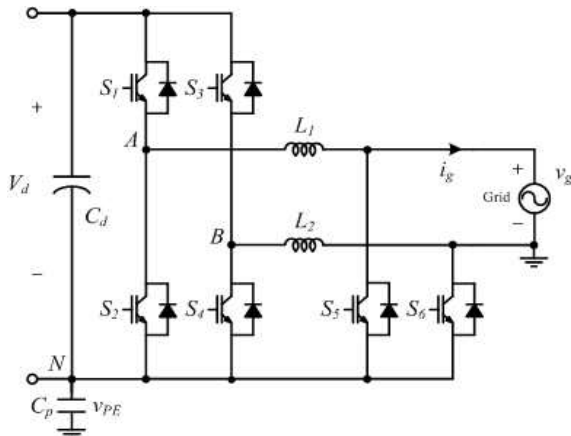


Fig. 5 Proposed bi-directional inverter

통 상호간의 양방향 전력 제어를 수행되며 전력전달방향에 따라 계통 연계형 인버터 또는 PWM 정류기로 동작한다. 계통 연계형 인버터로 동작 시, 양의 반주기에서 S_1 이 On 되면 그림 7(a)의 전류 통로를 통해 직류 전원 측에서 계통으로 전력이 전달된다. S_1 이 off되고 S_2 가 on되면 인덕터 L_1 에 흐르는 전류가 그림 7(b)의 전류 통로를 통해 프리윙링한다. 이는 강압형 컨버터(buck converter)와 같은 동작 원리이다. 제안하는 인버터가 PWM 정류기 동작 시, 양의 반주기에서 S_2 가 On 되면 계통 전원의 에너지가 L_1 에 저장된다. 그리고 S_2 가 Off 되고 S_1 이 On 되면 L_1 에 저장된 에너지와 함께 그림 7(a)의 전류 통로를 통해 계통에서 직류 전원 측으로 전력이 전달된다. 이는 승압형 컨버터(boost converter)와 같은 동작원리이다. 제안하는 인버터의 음의 반주기에서의 동작은 해당 모드의 양의 반주기에서의 동작과 유사하다.

제안하는 인버터의 양방향 전력제어는 dc-link 전압 V_d 의 제어를 통해 이뤄진다. 만약 교류 측에서 요구하는 전력량보다 직류전원 측에서 공급하는 전력량이 클 경우, dc-link 전압 V_d 는 증가하고 이와 반대의 경우, V_d 는 감소한다. 이는 전력 제어를 통해 V_d 일정하게 유지하도록 제어가 가능함을 의미한다. 전압 제어는 기준 전압 V_d^* 와 V_d 의 차를 통해 두 전원간의 전력 요구사항을 만족시킬 수 있는 계통 전류 지령치 I_g^* 를 결정한다.

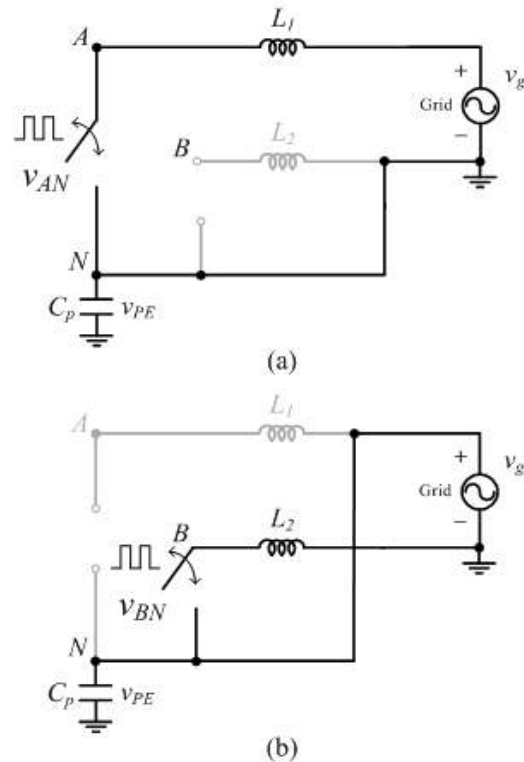


Fig. 6 Equivalent circuit of proposed bidirectional inverter in (a) positive half cycle (b) negative half cycle

계통 전류 지령치 I_g^* 는 기준 전류 i_g^* 의 최대값이며 전력전달방향과 전달하는 전력량에 대한 정보를 가진다. 제공된 I_g^* 를 이용하여 단일 역률 획득을 위한 계통 전류제어가 수행된다. 식 (1)과 (2)는 각각 S_1 과 S_3 의 duty ratio D_1 과 D_3 에 따라 스위칭 주기 T_s 동안 필터 인덕터 L_1 또는 L_2 에 인가되는 평균 전압과 계통 전류 i_g 변화량의 관계식이다.

$$(V_d - v_g)D_1 - v_g(1 - D_1) = L_1 \frac{\Delta i_g}{T_s} \quad (1)$$

$$(-V_d - v_g)D_3 - v_g(1 - D_3) = L_2 \frac{\Delta i_g}{T_s} \quad (2)$$

필터 인덕터 L_1 과 L_2 가 동일한 인덕턴스 값 L 을 가지며 각 반주기당 duty ratio D_1 과 D_3 을 duty ratio D 라 하면 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$D = D_n + D_c \quad (3)$$

식 (3)에서 D_n 은 nominal duty ratio이며, D_c 는 제어

duty ratio 구분된다. 식 (1)-(3)을 통해, nominal duty ratio D_n 와 제어 duty ratio D_c 는 다음과 같다.

$$D_n = \frac{|v_g|}{V_d}, D_c = \frac{L}{V_d T_s} \Delta |i_g| \quad (4)$$

계통 전류 i_g 가 기준 전류 i_g^* 를 추종하기 위해 다음과 같이 비례 제어가 사용된다.

$$D_c = k_c (|i_g^*| - |i_g|) \quad (5)$$

k_c 는 비례이득 값이다. 그림 8은 제안하는 양방향 인버터의 제어 블록도이다. 전압 제어기는 식 (6)과 같이 비례 적분 제어기로 구현된다.

$$I_g^* = k_{vp} (V_d^* - V_d) + k_{vi} \int (V_d^* - V_d) dt \quad (6)$$

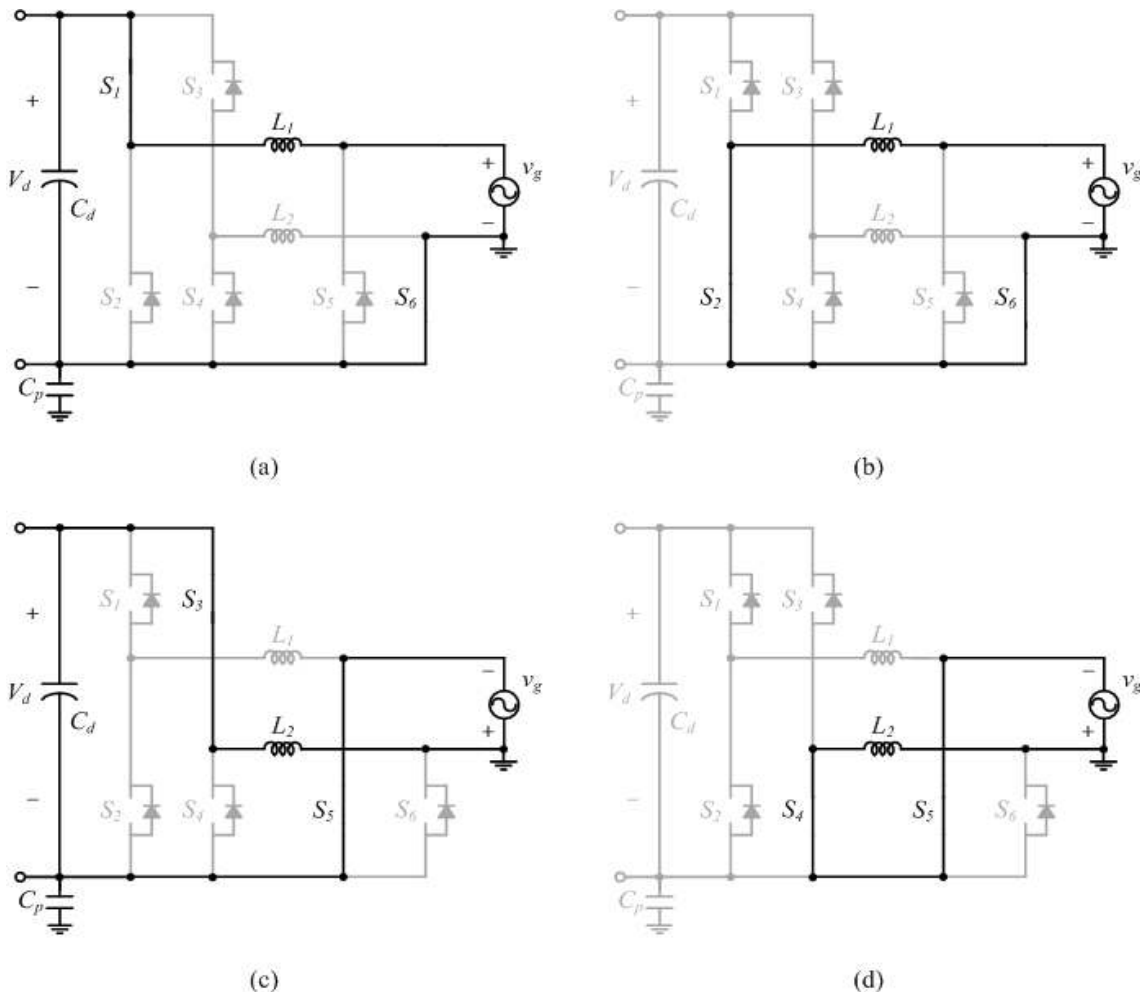


Fig 7 Current paths of proposed bi-directional inverter according to switching operation :
 (a) S_1 and S_6 on. (b) S_2 and S_6 on. (c) S_2 and S_5 on. (d) S_2 and S_5 on.

Table 1 Parameters and component of prototype

Parameter / Component	Value
Switching frequency f_s	16kHz
Filter inductor L_1, L_2	2mH
DC-link capacitor C_d	2200 μ F
Switches $S_1 \sim S_6$	IKW75N60T
Parasitic capacitor C_{PV}	0.3 μ F

k_{vp} 와 k_v 는 각각 전압제어기의 비례이득 값과 적분이득 값이다. k_{vp} 는 전류제어루프에 영향을 미치지 않도록 가능한 작은 값으로 선정이 되며, k_v 는 큰 시정수를 가지도록 설계하였다. PLL은 영점검출 방식을 통해 계통 전압의 주기와 위상 정보를 제공한다^[10]. 전류 제어기의 출력인 D_c 는 계통 전류가 정현파로 유지시킬 수 있는 인덕터의 전압 강하에만 관여한다. D_n 의 추가는 전류 제어기의 부담을 완화시키며 i_g 의 파형을 개선한다.

4. 실험 결과

제안하는 양방향 인버터에 대한 이론적 검증과 성능 평가를 위해 3-kW 시제품을 제작하여 실험을 하였다. 실험에서 계통 전압 v_g 는 220V_{rms}, 60Hz이며, dc-link 전압 V_d 는 360V로 설계하였다. 시제품의 소자와 실험 파라미터 값은 표 1과 같다. 기생 커패시터 C_p 는 실리콘 태양전지에서 0.1 μ F/kW로 추정하기 때문에 0.3 μ F로 설정하였다^[9].

그림 9은 제안하는 양방향 인버터가 계통 연계형 인버터로 동작 시의 실험파형이다. 그림 9(a)는 계통 전압 v_g 와 계통 전류 i_g 이다. 계통 전류 i_g 는 계통 전압 v_g 와 동상이며 정현파이다. 이 경우, 측정된 역률은 0.999이다. 그림 9(b)는 기생 커패시터 전압 v_{PE} 와 누설전류 i_{PE} 를 나타낸다. 그림 9(b)에서 보듯이, v_{PE} 는 이론적 분석과 동일하게 양의 반주기동안 0으로 일정하게 유지되고, 음의 반주기에서는 계통전압과 같음 확인할 수 있다. 따라서 v_{PE} 에 고 주파수 성분이 존재하지 않아 누설전류가 제한됨을 확인할 수 있으며, 측정된 누설 전류의 값은 35mA이다. 이는 VDE V 0126-1-1에서 명시된 누설 전류 제한 값 300mA보다 현저히 낮은 값이다.

그림 10은 제안하는 양방향 인버터가 PWM 정류기로

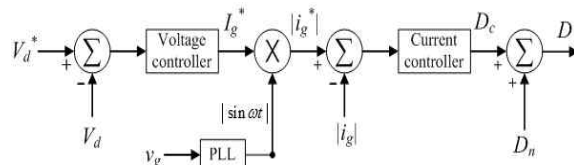
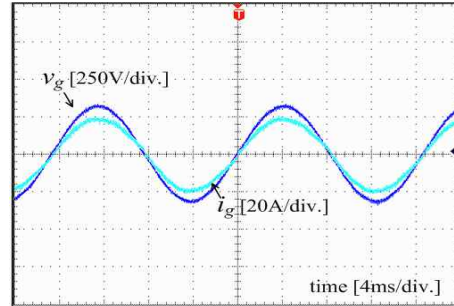
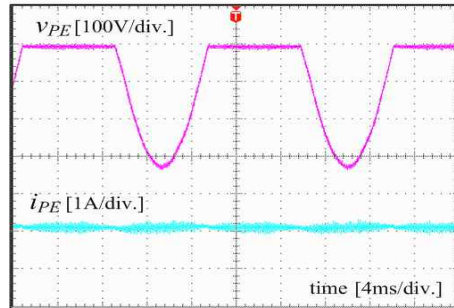


Fig. 8 Control diagram of proposed bi-directional inverter

동작 시의 실험파형이다. 그림 10(a)에서 계통 전류 i_g 는 계통 전압 v_g 와 180 위상차를 가진 정현파이다. 이는 계통 연계형 인버터 동작시의 전력전달 방향과 반대임을 확인할 수 있다. 이 경우, 역률은 0.998로 측정되었다.

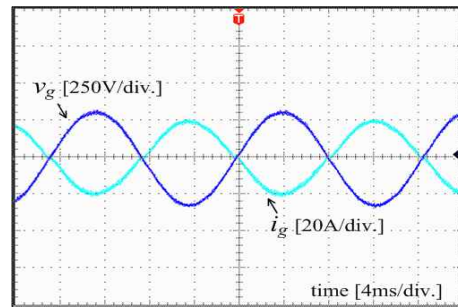


(a)

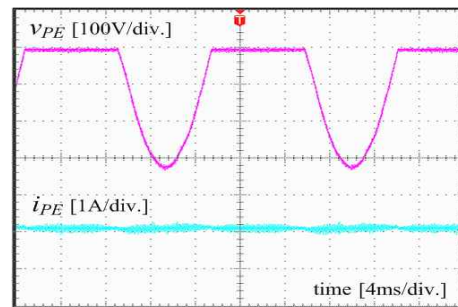


(b)

Fig. 9 Experimental waveforms in grid-connected inverter mode (a) v_g and i_g (b) v_{PE} and i_{PE}



(a)



(b)

Fig. 10 Experimental waveforms in PWM rectifier mode (a) v_g and i_g (b) v_{PE} and i_{PE}

Table 2 Summary of experimental results

Inverter Topology	Efficiency		Leakage current	
	Inverter mode	Rectifier mode	Inverter mode	Rectifier mode
Bipolar full bridge inverter	96.2%	96.1%	57mA	55mA
Unipolar full bridge inverter	97.4%	97.2%	2.6A	2.7A
Proposed bi-directional inverter	98.1%	98%	35mA	32mA

그림 10(b)는 기생 커패시터 전압과 전류를 나타내며, 측정된 누설 전류는 32mA로 낮은 값을 가진다.

그림 11과 12는 각각 계통 연계형 인버터와 PWM 정류기로 동작 시의 부하별 효율 곡선이다. 계통 연계형 인버터로 동작 시, 최대효율 98.2%, 정격효율 98.1%로 측정되었다. PWM 정류기로 동작 시에는 최대효율 98.1%에 정격효율 98%로 측정되었다.

제안하는 양방향 인버터에 대한 보다 객관적인 평가를 위해 L_1 과 L_2 의 값을 1mH로 정하고 그 외 동일한 실험조건 하에서 그림 1의 기본 풀 브릿지 인버터에 바이폴라 변조방식과 유니폴라 변조방식을 각각 적용하여 실험을 하였다. 표2는 실험결과 요약을 나타낸다. 표 2에서 확인할 수 있듯이 제안하는 양방향 인버터는 효율과 누설전류제한이란 두 가지 측면 모두에서 가장 우수한 결과를 가진다.

5. 결 론

본 논문에서는 고 효율, 저 잡음 특성을 가진 양방향 태양광 인버터를 제안하였다. 제안하는 인버터는 무 변압기형이며 고 효율의 직류 전원과 계통 상호간의 양방향 전력제어를 수행한다. 제안하는 인버터의 구조적 특징과 동작을 이용하여 기생 커패시터로의 고 주파수 성분 유입을 차단할 수 있다. 이는 누설 전류의 크기를 제한하여 무 변압기형 태양광 시스템의 안정성 획득에 기여한다. 최종적으로 제안하는 양방향 인버터의 타당성을 입증하기 위해 3-kW 시제품을 제작하여 실험을 하였다. 실험결과에 근거하여 제안하는 양방향 인버터는 고 효율과 저 잡음 특성을 동시에 가지며 에너지 저장 장치를 포함하는 태양광 발전 시스템에 적합할 것으로 기대된다.

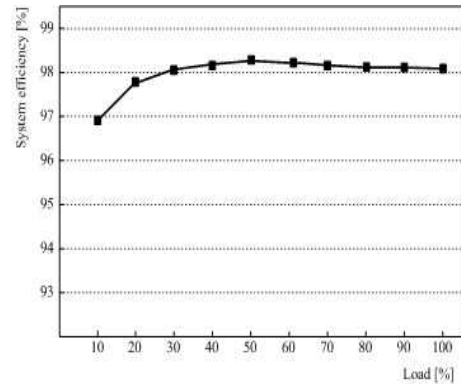


Fig. 11 Measured efficiency in grid-connected inverter mode

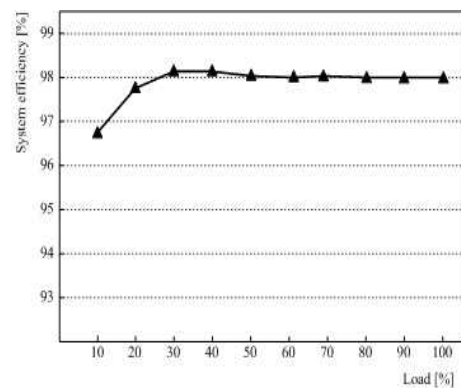


Fig. 12 Measured efficiency in PWM rectifier mode

참 고 문 헌

- [1] M. H. Kuem, D. H. Jang, S. S. Hong, S. K. Han, and S. C. Sakong, "High power density and low cost photovoltaic power conditioning system with energy storage system," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, pp. 587-593, Dec. 2011.
- [2] H. W. Seo, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "Transformer-less three-phase line-connected photovoltaic PCS," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 5, pp. 355-363, Oct. 2007.
- [3] H. Xiao and S. Xie, "Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter," *IEEE Trans. Electronmagn. Compat.*, Vol. 52, No. 4, pp. 902-913, Nov. 2011.
- [4] B. Yang, Y. Gu, W. Cui, X. He, "Improved transformer-less inverter with common mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system," *IEEE Trans. Power. Electron.*, Vol. 27, No. 2, Feb. 2012.
- [5] E. Gubía, P. Sanchis, A. Ursúa, J. Lopez, and L. Marroyo, "Ground currents in single-phase transformer

-less photovoltaic systems," *Prog. Photovolt., Res. Appl.*, Vol. 15, No. 7, pp. 629-650, 2007.

- [6] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez, and E. Aldabas, "A new high efficiency single-phase transformerless PV inverter topology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 1, Jan. 2011.
- [7] M. Victor, F. Greizer, S. Bremicker, and U. Huebler, "Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into a alternating current voltage," United states Patent, US 7, 411, 802 B2, Aug. 2008.
- [8] H. Schmidt, S. Christoph, and J. Ketterer, "Current inverter for direct alternating currents, has direct and alternating connections with an intermediate power store, a bridge circuit, rectifier diodes and a inductive choke," German Patent DE10 221 592 A1 4, Dec. 2003.
- [9] R. González, J. López, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 2, pp. 693-697, Mar. 2007.
- [10] M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1576-1584, Jun. 2010.



이성호(李晟鎬)

1985년 1월 31일생. 2011년 동국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 POSTECH 전자전기공학과 석박사 통합과정.



권정민(權清縉)

1981년 12월 26일생. 2004년 연세대 전자전기공학과 졸업. 2009년 POSTECH 전자전기공학과 졸업(공박). 삼성전자 종합기술원 전문연구원. 현재 한밭대 전기공학과 조교수.



권봉환(權鳳煥)

1958년 3월 15일생. 1982년 경북대 전자공학과 졸업. 1984년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공박). 1990년~1991년 미국 Virginia Tech. VPEC 방문교수. 1987년~현재 포항공대 교수.