

에너지회생스너버를 적용한 하이브리드 3레벨 DC/DC 컨버터

허예창¹, 주종성¹, 말론², 김은수[†], 강철하³, 이승민⁴

Hybrid Three-Level DC/DC Converter using an Energy Recovery Snubber

Ye-Chang Heo¹, Jong-Seong Joo¹, Elysee-Malon Harerimana², Eun-Soo Kim[†],
Cheol-Ha Kang³, and Seung-Min Lee⁴

Abstract

This paper describes a hybrid multi-output three-level DC/DC converter suitable for a wide, high-input voltage range of an auxiliary power supply for a high-power photovoltaic generating system. In a high-power photovoltaic generating system, the solar panel output voltage depends on solar radiation quantity and varies from 450Vdc to 1100Vdc. The proposed hybrid multi-output three-level DC/DC converter, which is an auxiliary power supply, would be used as power source for control printed circuit boards and relay and cooling fans in a high-power photovoltaic generating system. The proposed multi-output (24V_{DC}/30A, 230V_{DC}/5A) hybrid three-level boost converter, which uses an energy recovery snubber, is controlled by variable-frequency and phase-shifted modulations and can achieve zero-voltage switching with all operating conditions of input voltage and load range. Experimental results of a 2kW prototype are evaluated and implemented to verify the performance of the proposed converter.

Key words: Hybrid three-level DC/DC converter, LLC resonant converter, Boost converter, Energy recovery snubber

1. 서 론

최근 500kW~1MW로 태양광발전 용량증대를 위해 태양광모듈전압을 고전압(450V_{DC}~1100V_{DC})으로 승압화 하고 있는 추세이다^[1]. 이에 따라 500kW/1MW 태양광발전 전력변환장치(PCS, Power Conditioning System)의 제어 보조전원도 용량이 증대되고 있다. 태양광발전 전력변환시스템(PCS) 보조전원을 위한 제어전원구성은 제어PCB전원(24V_{DC}/200W)과 냉각팬전원(24V_{DC}/500W), 계전기전원(230V_{DC}/200W⇒1kW) 등 2kW 정도의 보조전원을 감당해야 한다.

태양광발전 전력변환장치(PCS) 제어전원을 위한 보조

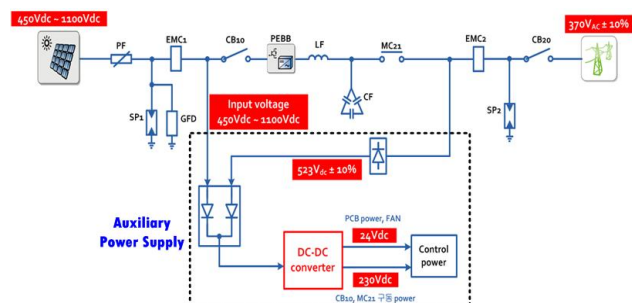


Fig. 1. A PV system connected to the grid.

전원의 경우 상용계통(380V_{ac})에서 입력받아 제어 보조전원을 구성한다. 하지만, 상용계통전원 정전 시 태양광발전 전력변환장치(PCS)가 대기상태로 있기 위해서는 오랜 시간 제어보조전원 유지 및 구동을 위한 축전지(Battery)를 상시 구축하고 있어야 함으로 보조제어전원의 중량 및 부피를 증가시키는 단점을 갖는다. 이를 개선하기 위해 그림 1에 나타낸바와 같이 최근 태양광발전 전력변환장치(PCS) 보조제어전원의 입력전원을 태양광모듈에서 직접 입력받아 구성함으로써 보조제어전원의 크기 및 중량을 저감하기위한 노력을 하고 있다.

하지만 보조전원에 입력되는 전압범위도 태양광모듈

Paper number: TKPE-2017-22-1-5

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: eskim@jj.ac.kr, Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

¹ Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

² G-Philos Inc.

³ DAEWOO Electronic Components Co.,Ltd.

⁴ KACO new energy Inc.

Manuscript received Oct. 7, 2016; revised Nov. 2, 2016; accepted Dec. 5, 2016

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

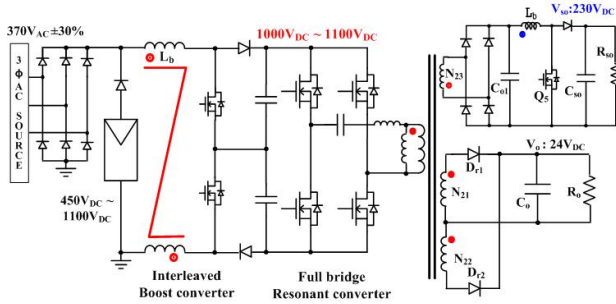


Fig. 2. Two stage converter for an auxiliary power supply using boost converter and full bridge converter.

전압에 따라 $450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$ 로 두 배 이상 넓은 전압 범위로 가변되기 때문에 이에 대응할 수 있는 새로운 컨버터가 필요하다. 그림 2에서와 같이 입력전압을 승압하여 일정전압으로 전압범위를 줄여줄 수 있는 별도의 승압컨버터가 필요하지만 이로 인한 승압컨버터에 있어서 전력변환손실에 따른 효율저감과 단가상승 등 어려움이 따른다^[2~4].

특히 고전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$)이 입력되는 보조전원용 주회로에 풀-브리지 DC/DC 컨버터를 적용 검토할 수 있지만, 대용량 태양광모듈전압의 최대 발전전압이 $1100V_{DC}$ 로 매우 높기 때문에 풀-브리지 DC/DC 컨버터 방식을 적용 할 경우 높은 전압정격($1600V_{DC}$)의 주스위칭소자를 사용해야 되고, 스위칭 동작주파수 제한에 따른 고집적화의 어려움과 가격상승 때문에 주스위칭소자에 입력전압의 1/2이 인가되는 3레벨 DC/DC 컨버터가 적용될 수 있다^[5~10]. 또한 회로의 고효율 및 집적화를 위해 높은 주파수에서 스위칭동작이 가능하고 주스위칭소자 및 2차측 정류다이오드의 영전류스위칭(ZCS, Zero Current Switching)을 이룰 수 있는 3레벨 LLC 공진컨버터가 적용 검토될 수 있다^[11~13]. 하지만, 넓은 입력전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$)범위의 동작조건에서는 출력전압제어를 위해 자화인덕턴스를 줄여야 하지만 이로 인해 자화전류 증가 및 도통손실을 증가시켜 효율 개선에 한계를 가지게 된다.

본 논문에서는 넓은 입력전압범위($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$)에 대응 할 수 있고, 모든 입력전압조건 및 부하조건에서 영전압스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching) 확보 가능하며, 다출력($24V_{DC}/30A$, $230V_{DC}/5A$) 제어를 구현할 수 있는 에너지회생스너버 적용 하이브리드 승압 다출력 3레벨 DC/DC 컨버터를 제안하고, 2kW 시제품을 제작하여 실험 적용된 내용을 기술하고자 한다^[14].

2. 본 론

2.1 에너지회생스너버 적용 하이브리드 승압 3레벨 DC/DC 컨버터

본 논문에서 기술한 하이브리드 승압 다출력 3레벨

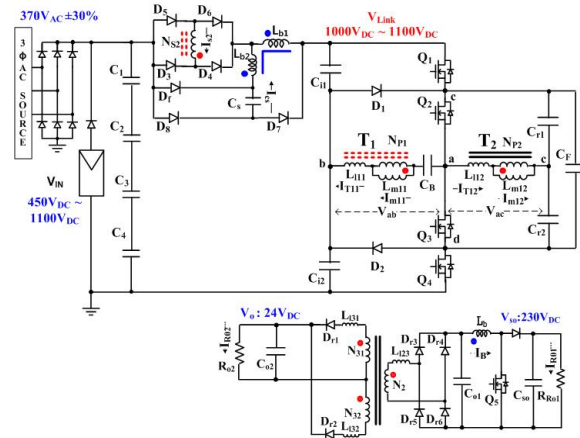
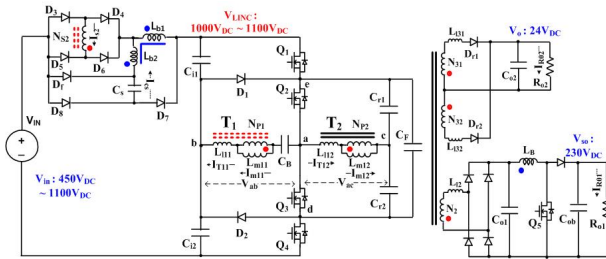


Fig. 3. Hybrid three-level DC/DC converter using an energy-recovery snubber.

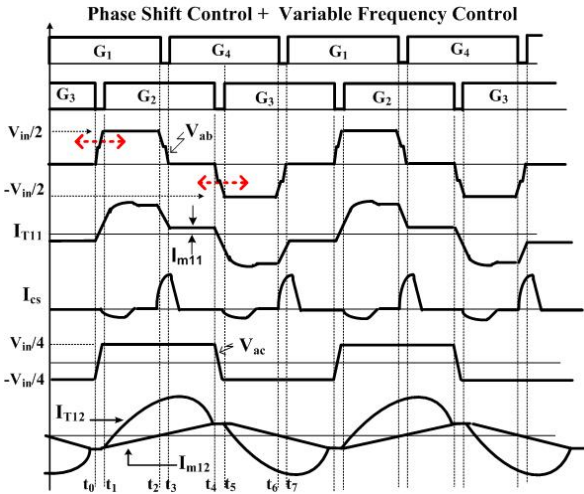
DC/DC 컨버터는 기존 3레벨 DC/DC 컨버터와 달리 넓은 입력전압에 대응하기 위해 위상천이제어(Phase-shifted modulation)를 통해 3레벨 DC/DC 컨버터 주변압기(T_1) 출력정류부가 입력전압을 승압하는 주회로 방식을 적용하였다. 그림 3에 나타난 하이브리드 3레벨 DC/DC 컨버터의 주변압기(T_1) 2차측(N_{s2})과 입력승압부 정류단($D_3 \sim D_6$)을 입력전원(V_{in})과 직렬형태로 연결하여 별도의 승압컨버터 없이 3레벨 DC/DC 컨버터 입력전압(V_{link})을 $1000V_{DC}$ 로 승압시켰다. 이 결과로 태양광 일사량에 따라 넓게 변화하는 대용량 태양광모듈전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$)에 대응할 수 있도록 3레벨 공진 DC/DC 컨버터가 감당해야할 전압범위(V_{Link} : $1000V_{DC} \sim 1100V_{DC}$)를 좁혀 대응 가능하도록 하였다^[14]. 그리고 입력승압부정류단($D_3 \sim D_6$)에 인가되는 전압스트레스 및 역회복특성에 따른 노이즈저감을 위해 스너버커패시터(C_s), 스너버다이오드(D_7, D_8)로 구성된 에너지회생스너버를 적용하였으며,^[15] 에너지회생스너버의 동작특성에 따라 주변압기(T_1) 1차측 순환전류를 저감 할 수 있었다. 또한 적용된 주회로의 2차측 정류다이오드의 영전류스위칭(ZCS)과 1차측 주스위칭소자(Q_2, Q_3)의 영전압스위칭(ZVS)을 위해 LLC 공진회로부를 적용하였으며, LLC 공진회로부의 변압기(T_2)가 $24V_{DC}$ 단 출력전압을 제어할 수 있도록 설계하였다. 또한 모든 부하범위에서 스위칭소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)가 영전압스위칭(ZVS) 동작을 할 수 있도록 변압기 T_2 와 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})로 구성된 공진회로부를 적용하였다. 적용 공진회로부는 위상천이제어와 관계없이 50% 듀티로 교번동작을 하는 Q_2, Q_3 의 스위칭주파수에 따라 공진회로부의 출력이득특성을 제어할 수 있다.

2.2 하이브리드 3레벨 다출력 DC/DC 컨버터 동작 모드

그림 4(a)와 그림 4(b)에 적용된 하이브리드 3레벨 다출력 DC/DC 컨버터의 동작원리에 대해 나타냈다.



(a) Hybrid three-level DC/DC converter using an energy-recovery snubber



(b) Operation waveforms of hybrid three-level DC/DC converter

Fig. 4. Hybrid three-level DC/DC converter using an energy-recovery snubber and its operating waveforms.

기존 3레벨 DC/DC 컨버터와 달리 적용된 하이브리드 3레벨 다출력 DC/DC 컨버터는 넓은 입력전압에 대응하기 위해 위상천이제어(Phase-shifted modulation)를 통해 출력정류부가 입력전압을 승압하는 주회로 방식 및 동작특성을 갖는다. 또한 2개의 개별 출력전압제어를 위해 다 출력 LLC공진출력부를 갖는 회로로 구성되어 있다.

적용된 컨버터의 주스위칭소자(Q1, Q2, Q3, Q4) 중에서 Q1과 Q4는 50% 듀티를 가지고 교번동작을 한다. 마찬가지로 스위칭소자 Q2와 Q3도 동일하게 교번동작을 한다. 이때 스위칭소자 Q2와 Q3는 Q1과 Q4에 대해 위상천이되어 동작된다. Q2와 Q3의 위상천이제어(Phase-shifted modulation)에 의해 변압기 T1의 1차측에 인가된 전압을 T1의 2차측 정류부로 전달하게 된다. 따라서 그림 4(a)와 같이 변압기 T1의 2차측 정류부전압과 입력전원(Vin)이 직렬로 연결되어 승압동작을 하게 된다. 또한 순환모드구간의 손실을 최소화하기 위해 변압기 T1의 2차측 정류부에 스너버커패시터(Cs)와 스너버다이오드(D7, D8)을 추가하여 탭-인덕터(Lb) 역바이어스 전압을 통해 순환하는 변압기 T1의 2차측전류(Is2)를 저장시킬 수 있고 환류다이오드(Df)와 정류다이오드(D3~D6)의 전

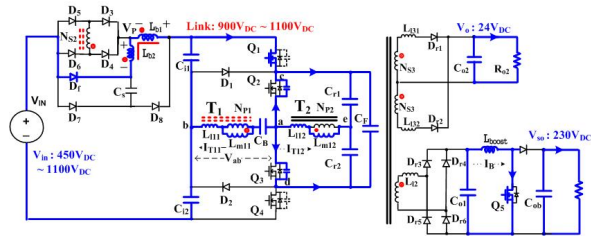


Fig. 5. Operating mode 1 (t₀-t₁).

압스트레스를 감소시킬 수 있다. 하이브리드 3레벨 DC/DC 컨버터 동작에 있어서 위상천이제어에 의해 Q1과 Q4 스위칭소자는 데드타임 구간 중 Q1과 Q4의 전이(Transition)시 인덕터(Lb)전류가 변압기 T1의 1차측으로 유도(reflect)되어 쉽게 영전압스위칭(ZVS) 될 수 있다. 하지만 Q2와 Q3의 데드타임구간 전이(transition)시 인덕터(Lb)전류가 변압기 T1의 1차측으로 유도(reflect)되지 않는다. 이에 T1의 1차측 누설인덕턴스 및 자화인덕턴스에 축적된 에너지만으로 영전압스위칭(ZVS) 동작을 구현해야하기 때문에 경부하 조건 시 영전압스위칭(ZVS) 동작이 되지 않는 문제점이 있다. 따라서 경부하 및 중부하 모든 부하범위에서 스위칭소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 영전압스위칭(ZVS) 동작을 할 수 있도록 변압기 T2와 공진커패시터(Cr1, Cr2)로 구성된 공진회로를 적용하였다. 적용 공진회로부는 위상천이제어와 관계없다. 따라서 50% 듀티로 교번동작을 하는 Q2, Q3의 스위칭주파수에 따라 공진회로부의 이득특성을 제어할 수 있다. 또한 변압기 T2의 2차측 정류부 24V_{DC}단과 230V_{DC}단은 두 개의 출력정류부를 갖고 있다. 이 두 개의 출력은 동시에 개별제어가 어렵기 때문에 부하변동 시 2차 측 누설인덕턴스에 의해 전압이득차가 존재한다. 따라서 이를 정밀제어를 위해 24V_{DC}단(200W~700W)은 주파수제어에 의해 출력전압을 정밀제어하며, 230V_{DC}단은 별도로 승압컨버터를 추가하여 계전기전원(1kW 기동전력(30ms~120ms), 상시 200W 소비전력)을 위해 정밀제어가 가능하도록 하였다. 자세한 동작설명은 다음과 같다.

(a) 동작모드 1 (t₀-t₁)

그림 5에서 나타낸 동작모드 1(t₀-t₁)에 대하여 굵은 실선으로 전류흐름을 표현하였다. (이하 모든 동작모드에서 전류의 흐름을 굵은 실선으로 표현하였다.) 변압기 T1 1차측은 순환전류(IT1)만 흐르는 구간으로 탭 인덕터(Lb1, Lb2)에 저장된 에너지가 환류다이오드(Df)를 통해 에너지를 링크 단으로 전달하고 있다. t₀시점에서 주스위칭소자Q3가 턴-오프 되고 변압기 T2의 자화인덕턴스(Lm12)에 흐르는 여자전류(I_{m12})에 의해서 짧은 시간동안 주스위칭소자Q3의 병렬기생커패시터가 입력전압의 1/2 전압으로 충전되고, 주스위칭소자Q2의 병렬기생커패시터는 0전압으로 방전된 후 역 병렬다이오드로 전류가 흐르기 시작한다. 이때 주 스위칭소자Q2가 도통하게 되면 영전압스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching)하게 된다.

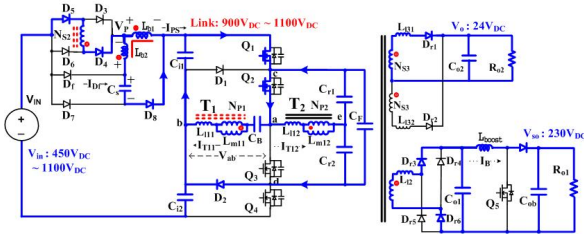


Fig. 6. Operating mode 2 (t_1 - t_2).

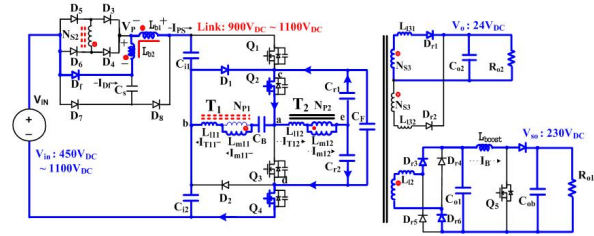


Fig. 8. Operating mode 4 (t_3 - t_4).

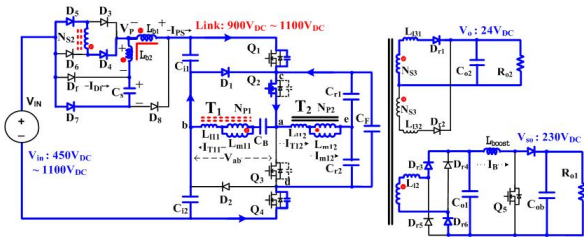


Fig. 7. Operating mode 3 (t_2 - t_3).

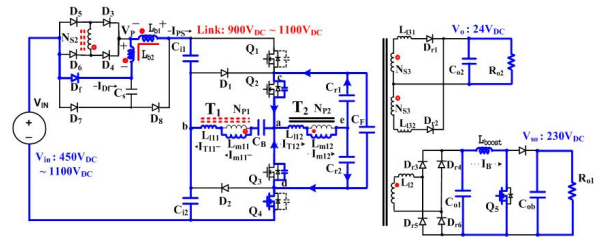


Fig. 9. Operating mode 5 (t_4 - t_5).

(b) 동작모드 2 (t_1 - t_2)

t_1 시점에서 주스위칭소자 Q_2 는 턴-온되고 입력커패시터 C_{i1} 의 전압($V_{in}/2$)이 변압기 T_1 의 1차 측에 인가된다. 변압기 1차 전류 I_{T11} 은 $C_{i1} \rightarrow Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow$ 변압기 $T_1 \rightarrow C_{i1}$ 을 통해 흐르고 T_1 의 2차 측 권선(N_{S2})에 전압이 유기된다. 또한 탭 인덕터(L_{b1} , L_{b2}) 1, 2차 권선 전압의 극성이 반전된다. 이때 탭 인덕터 2차 권선(L_{b2})에 유도된 전압에 의해 탭 인덕터 1차 권선(L_{b1}) \rightarrow 탭 인덕터 2차 권선(L_{b2}) \rightarrow 스너버 커패시터(C_s) \rightarrow 스너버다이오드(D_8)의 순서로 스너버 커패시터(C_s)가 충전된다. t_1 시점에서 변압기 T_2 는 공진모드를 시작하고 공진커패시터 C_{r1} 와 C_{r2} 가 서로 충·방전되며, 변압기 T_2 의 누설인덕턴스(L_{m12})와 자화인덕턴스(L_{m12})를 통해 공진전류(I_{T12})가 흐르기 시작한다. 또한 변압기 T_2 의 2차측에 전압을 유기시켜 이에 따라 변압기 T_2 2차측 정류다이오드(Dr_1 , Dr_3 , Dr_6)를 순 방향 바이어스 시켜 에너지를 전달하기 시작한다.

(c) 동작모드 3 (t_2 - t_3)

t_2 시점에서 주스위칭소자 Q_1 이 턴-오프되고, 변압기 T_1 의 1차측으로 유도된 T_1 의 2차측 부하전류가 누설인덕턴스(L_{m11})와 플라이인 커패시터(C_F)를 통해 주스위칭소자 Q_1 과 Q_4 의 병렬기생커패시턴스를 충·방전시킨다. 주스위칭소자 Q_1 의 병렬기생커패시턴스에 충전전압이 $V_{in}/2$ 에 도달하고, 이와 동시에 주스위칭소자 Q_4 의 병렬기생커패시턴스 전압이 0으로 방전된 다음 Q_4 의 역 병렬다이오드를 통해 전류가 흐를 때 도통하게 되면 영전압스위칭(ZVS)을 달성하게 된다. 이때, 탭-인덕터 2차(L_{b2}) 권선전압과 스너버커패시터전압(C_s)의 합 전압이 변압기 T_1 의 2차측 변압기권선에 역바이어스(Reverse bias)되어 흐르는 전류를 리셋 시키므로 변압기 1차 권선에 흐르는 순환전류(I_{T11})는 빠른 기울기를 가지고 자화전류

(I_{m11})로 저장된다. 또한, 이 구간동안 스너버커패시터(C_s)에 저장된 에너지가 탭-인덕터 2차(L_{b2}) 권선과 1차(L_{b1}) 권선, 스너버 다이오드(D_7)을 통해 방전된다. 변압기 T_2 는 마찬가지로 동작모드 2($t_1 \sim t_2$)와 동일하게 공진모드가 계속되어 T_2 2차측의 각 부하(24V_{DC}단, 230V_{DC}단)로 에너지를 계속 전달하고 있는 구간이다.

(d) 동작모드 4 (t_3 - t_4)

이전상태에서 T_1 의 2차측 정류다이오드(D_4 , D_5)를 통해 흐르던 전류가 0이 되어, T_1 2차측 정류다이오드(D_4 , D_5)는 턴-오프 된다. 이에 따라 탭-인덕터에 저장되어 있던 에너지가 환류다이오드(D_7) \rightarrow 탭-인덕터 2차권선(L_{b2}) \rightarrow 탭-인덕터 1차 권선(L_{b1})을 통해 흐르기 시작하며, 이 모드가 시작된다. 그리고 변압기 T_1 의 1차측전류(I_{T11})는 자화전류(I_{m11})로 저장되어 주스위칭소자 Q_2 \rightarrow 변압기 T_1 \rightarrow 클램핑 다이오드(D_1)을 통해 순환전류가 흐른다. 저장된 순환전류(I_{m11})에 따라 이 구간동안 주스위칭소자 및 변압기 T_1 은 저장된 도통손실특성을 갖는다. 마찬가지로 변압기 T_2 는 동작모드 2($t_1 \sim t_2$)와 동일하게 공진모드가 계속되어 변압기 T_2 2차측 각 부하(24V_{DC}단, 230V_{DC}단)로 에너지를 계속 전달하고 있는 구간이다.

(e) 동작모드 5 (t_4 - t_5)

t_4 시점에서 주스위칭소자 Q_2 가 턴-오프 되고 이때 변압기 T_1 에는 적은 자화전류(I_{m12})만이 흐르지만 변압기 T_2 의 자화인덕턴스(L_{m12})에 흐르는 큰 여자전류(I_{m12})에 의해서 짧은 시간동안 주스위칭소자 Q_2 의 출력커패시터가 입력전압의 1/2전압으로 충전되고, 주스위칭소자 Q_3 의 병렬기생커패시터는 0전압으로 방전된 후 역 병렬다이오드로 전류가 흐르기 시작한다. 이때 주스위칭소자 Q_3 가 도통하게 되면 영전압스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching)하게 된다. 그리고 다음 반주기가 시작된다.

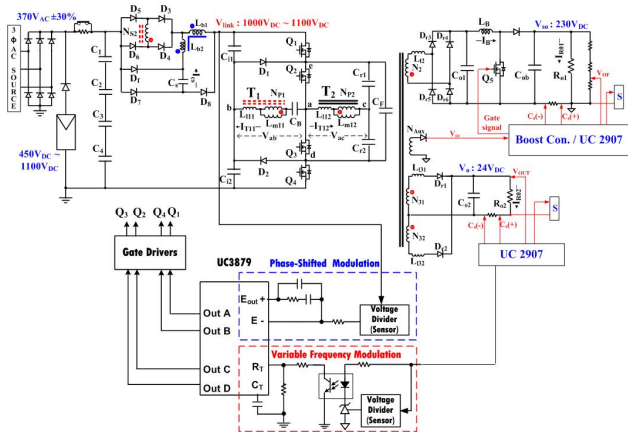


Fig. 10. Main circuit and control circuit of a hybrid three-level converter.

3. 실험회로 구성 및 실험 결과

3.1 실험회로 구성

승압 하이브리드 다출력 3레벨 컨버터의 제어는 먼저 입력전압을 승압하기 위해 위상천이 제어부(1000V_{DC}~1100V_{DC}제어)에는 기존 위상천이 DC/DC 컨버터 제어방식과 동일하게 구성하였다. 출력중의 하나인 24V_{DC}/700W단의 경우에는 주파수제어(FM: Variable Frequency Modulation)가 적용되었다. 주파수제어(FM)는 출력피드백의 오차 값에 의해 UC3879의 주파수를 관장하는 부분(그림 10을 참조하면 R_T, C_T의 시정수에 의해서 내부 Oscillator에서 주파수를 결정)을 광커플러(Photo coupler) 2차측의 컬렉터(Collector)와 이미터(Emitter) 사이의 임피던스로 조절한다. 그리고 이와 병렬로 연결된 R_T 값을 변화시켜 시정수를 바꾸는 방법으로 가변주파수제어(FM)를 구현하였다. 또한 적용 전원 장치의 용량증대를 위한 확장개념을 도입하기 위해 각 출력단(24V_{DC}, 230V_{DC})에 병렬운전 할 수 있는 부하공유(Load sharing) IC인 UC2907을 사용하였다. UC2907의 경우 별도의 복잡한 회로구성 없이 부하공유(Load sharing)를 달성할 수 있으며, 내부에 광커플러를 위한 드라이버가 내장되어있어 입출력간의 절연도 쉽게 이룰 수 있는 장점이 있다.

3.2 실험 결과

승압하이브리드 다출력 3레벨 DC/DC 컨버터는 앞서 설명하였듯이 일사량에 따라 넓게 변화하는 태양광모듈의 넓은 전압범위(450V_{DC}~1100V_{DC})에 대응하여 동작할 수 있어야 한다. 또한 500kW/1MW 태양광발전시스템(PCS)의 PCB제어전원 및 냉각팬전원(24V_{DC}/700W), 계전기전원(230V_{DC}/1kW) 구동을 위해 각각의 2차 측을 정밀하게 제어할 수 있어야 한다. 특히 230V단의 계전기를 위한 전원의 경우 평균소비전력은 200W이나 초기 구동소비전력은 30ms~120ms동안 1kW를 소비한다. 따

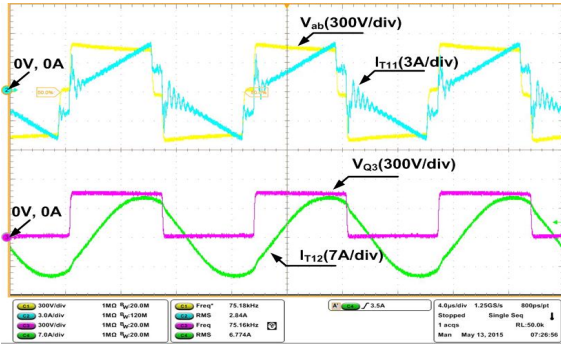
TABLE I
SPECIFICATIONS OF MAIN CIRCUIT AND
PARAMETERS OF TRANSFORMER

Specifications of main circuit			
Input voltage(V _{in})		450V _{DC} ~1100V _{DC}	
Output Voltage(V _o)/Current(I _{o,max})		24V _{DC} /30A, 230V _{DC} /5A	
Devices			
Main switching devices(Q ₁ -Q ₄)		IPW65R041CFD (650V, 43.3A, R _{DS(on)} :41mΩ)	
Secondary boost diodes(D ₃ -D ₆)		C4D08120(1200V/8A)	
Parameters			
Tapped-inductor(L _{b1} , L _{b2})		735uH/200uH(57T/28T)	
Snubber capacitor(C _{s1} , C _{s2})		12nF	
Resonant capacitor(C _{r1} , C _{r2})		33nF*2개	
Trans (T ₁)	Primary self inductance	L _{p1}	572.5uH
	Secondary self inductance	L _{s2}	720.7uH
	Equivalent leakage inductance	L _{eq2}	3.34uH
	Turn-ratio	n _{b1} (N _{b1} /N _{s2})	0.89(33T/37T)
Trans (T ₂)	Primary self inductance	L _p	183.9uH
	Secondary self inductance(24V _{DC})	L _s	1.77uH
	Equivalent leakage inductance(24V _{DC})	L _{eq2}	88.02uH
	Turn-ratio(24V _{DC})	n ₁ (N _{b2} /N _b)	12.5(23T/2T)
Trans (T ₂)	Secondary self inductance(230V _{DC})	L _s	71.82uH
	Equivalent leakage inductance(230V _{DC})	L _{eq2}	67.41uH
	Turn-ratio(230V _{DC})	n ₂ (N _b /N _{s1})	1.643(23T/14T)

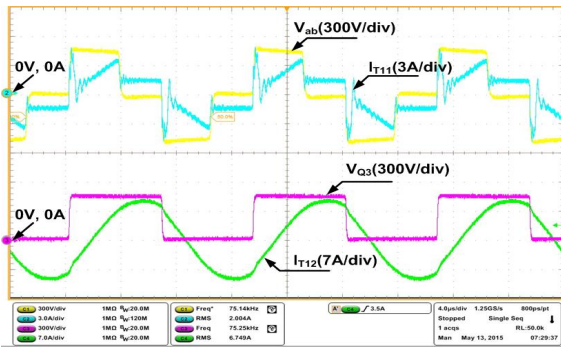
라서 넓은 입력전압범위 450V_{DC}~1100V_{DC}에 대응할 수 있는 제안된 승압하이브리드 다출력 3레벨 DC/DC 컨버터의 시제를 제작하여 실험을 통해 적용가능성을 확인하였다.

표 1은 적용 주회로 사양 및 측정된 변압기 파라메타이다.

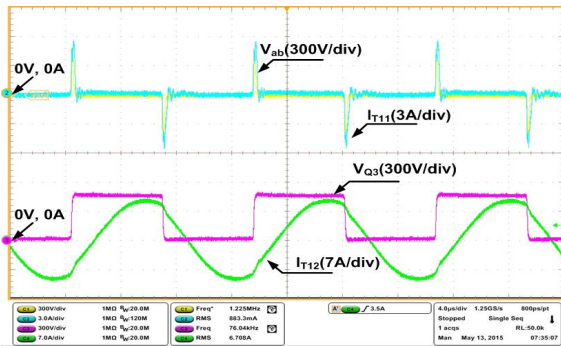
그림 11에서는 다출력 LLC 공진출력부에서 230V_{DC}단을 평균소비전력인 200W로 고정시키고, 주전원인 24V_{DC}단의 부하도 700W로 두고, 각각의 입력전압(V_{in}) 450V_{DC}, 600V_{DC}, 900V_{DC}, 1100V_{DC}에서의 동작 실험파형을 보여준다. 그림 12에서는 다출력 LLC 공진출력부에서 230V_{DC}단을 1kW 출력부하, 제어전원부 24V_{DC}단 부하를 700W로 고정시키고, 각각의 입력전압(V_{in}) 450V_{DC}, 600V_{DC}, 900V_{DC}, 1100V_{DC}에서의 동작 실험파형을 나타냈다. 다출력 LLC 공진컨버터 스위칭주파수(f_s)는 가장 낮은 입력전압(V_{in}) 450V_{DC}에서는 위상천이 제어에 의한 승압전압(V_{Link})을 1000V_{DC}로 제어하고 있기 때문에 다출력 부하 24V_{DC}/700W, 230V_{DC}/1kW에서 LLC 공진컨버터는 최소 스위칭주파수(f_s: 74.81kHz)에서 동작되고, 가장 높은 입력전압(V_{in}) 1100V_{DC}에서는 위상천이제어에 의한 승압전압(V_{Link})이 제어전압(1000V_{DC}) 이상으로 승압(1160V_{DC})되어 경부하 24V_{DC}/100W, 230V_{DC}/200W에서 높은 스위칭주파수(f_s: 151.8kHz)로 이동되어 동작된다.



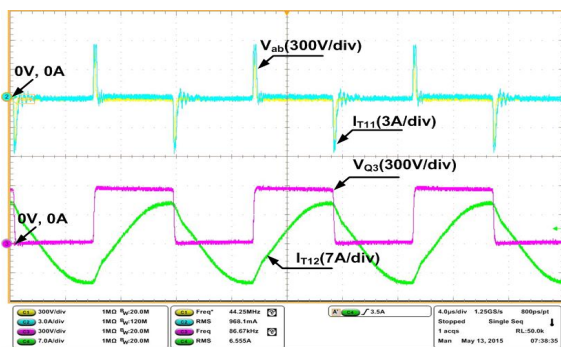
(a) $V_{in}=450V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/200W, f_s=75.16kHz$



(b) $V_{in}=600V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/200W, f_s=75.25kHz$

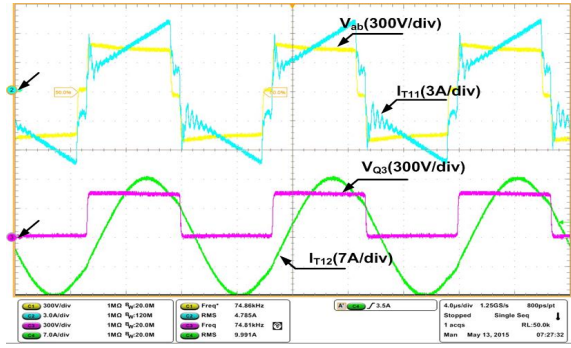


(c) $V_{in}=900V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/200W, f_s=76.04kHz$

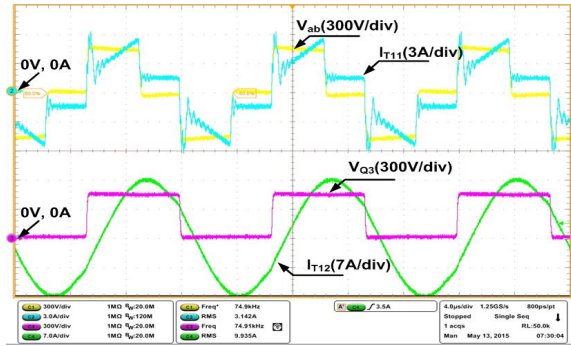


(d) $V_{in}=1100V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/200W, f_s=86.67kHz$

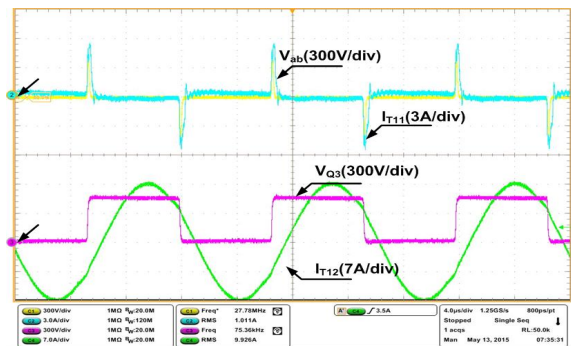
Fig. 11. Experimental waveforms of the primary side voltage (V_{ab}), switch voltage(V_{Q3}), and transformer(T_1, T_2) primary currents(I_{T11}, I_{T12}) when load conditions are 24V/700W and 230V/200W(Ch1:300V/div, Ch2:3A/div, Ch3:300V/div, Ch4:7A/div, 4us/div).



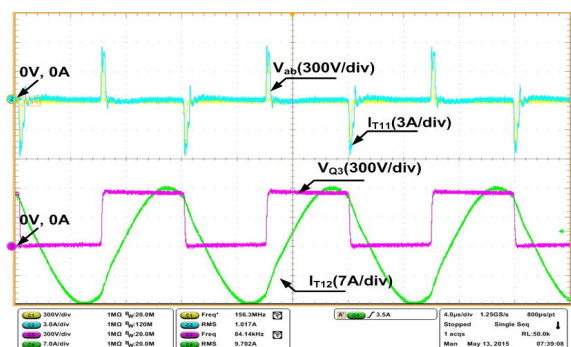
(a) $V_{in}=450V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/1kW, f_s=74.81kHz$



(b) $V_{in}=600V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/1kW, f_s=74.91kHz$

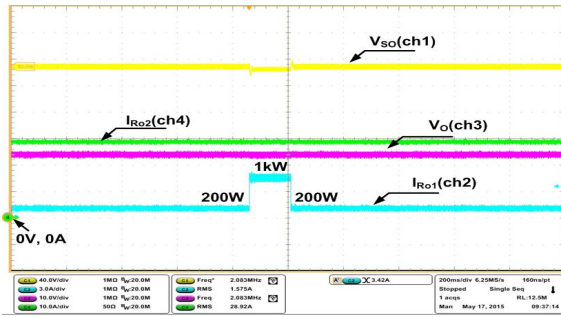


(c) $V_{in}=900V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/1kW, f_s=75.36kHz$

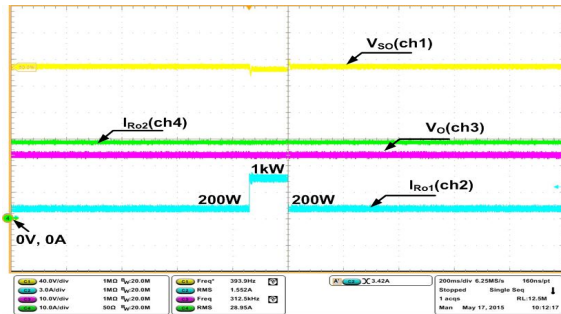


(d) $V_{in}=1100V_{DC}, P_o=24V/700W, 230V/1kW, f_s=84.14kHz$

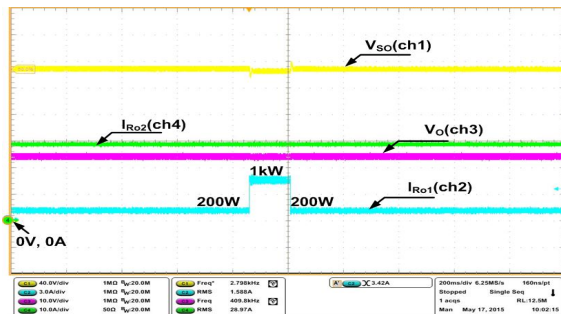
Fig. 12. Experimental waveforms of the primary side voltage (V_{ab}), switch voltage(V_{Q3}), and transformer(T_1, T_2) primary currents(I_{T11}, I_{T12}) when load conditions are 24V/700W and 230V/1kW(Ch1:300V/div, Ch2:3A/div, Ch3:300V/div, Ch4:7A/div, 4us/div).



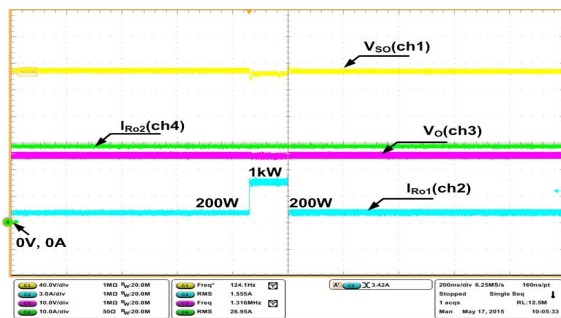
(a) ($V_{in}=450V_{DC}$, $P_o=24V/700W$, $230V/200W \rightarrow 1kW \rightarrow 200W$, $200ms/div.$)



(b) ($V_{in}=600V_{DC}$, $P_o=24V/700W$, $230V/200W \rightarrow 1kW \rightarrow 200W$, $200ms/div.$)



(c) ($V_{in}=900V_{DC}$, $P_o=24V/700W$, $230V/200W \rightarrow 1kW \rightarrow 200W$, $200ms/div.$)



(d) ($V_{in}=1100V_{DC}$, $P_o=24V/700W$, $230V/200W \rightarrow 1kW \rightarrow 200W$, $200ms/div.$)

Fig. 13. Experimental waveforms due to the load variation in $230V_{DC}$ output side ($200ms/div.$) ($V_{in}=1100V_{DC}$, $P_o=24V_{DC}/700W$, $230V_{DC}/200W \rightarrow 1000W \rightarrow 200W$, $200ms/div.$) (ch1:40V/div, ch2:3A/div, ch3:10V/div, ch4:10A/div.)

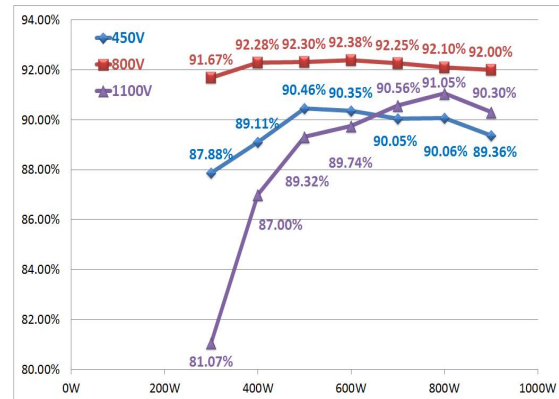


Fig. 14. Efficiency characteristics due to the input voltage and load variation.

그림 13은 입력전압(V_{in}) $450V_{DC}$, $600V_{DC}$, $900V_{DC}$, $1100V_{DC}$ 에서 제어전원부 $24V_{DC}$ 단의 출력부하를 $700W$ 로 두고, $230V_{DC}$ 단이 계전기의 초기구동전력($200W \Rightarrow 1kW \Rightarrow 200W$)에 대한 부하 응답특성 곡형을 보여준다. 그림 13의 곡형을 보면 펄스형태를 띄는 것이 $1kW$ 일 때의 $230V_{DC}$ 단 부하전류이며 넓은 입력전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$) 및 부하범위($300W \sim 2kW$)에서 안정된 동작특성을 보여준다. 또한 그림 14에 나타낸바와 같이 넓은 입력전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$) 및 부하조건에서 89% 이상의 효율특성을 나타내며, 입력전압 $800V_{DC}$ 에서 92.3% 로 가장 큰 효율을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 높은 입력전압($1100V_{DC}$)에서 그리고 $400W$ 미만의 경부하에서 효율특성이 낮게 나타나는데 이는 승압단 출력전압(V_{Link})을 $1000V_{DC}$ 로 제어하고 있기 때문에 입력전압(V_{in})이 $1000V_{DC}$ 이상 상승 시 위상천이(Phase-shifted) 제어 범위가 최소로 되어 주변압기(T_1) 1차측에 흐르는 전류로는 Q_1 과 Q_4 에서 영전압스위칭을 얻을 수 없기 때문에 턴-온 스위칭손실에 의한 영향으로 낮은 효율특성을 보여준다. 특히 입력전압(V_{in})이 $1000V_{DC}$ 이상 상승 시 최소 위상천이(Phase-shifted) 제어에 따라 승압단 출력전압(V_{Link})이 $1000V_{DC}$ 이상 상승하여 LLC 공진회로부 스위칭주파수가 공진주파수보다 높은 주파수에서 스위칭동작을 함으로써 순환전류에 의한 도통손실 때문에 경부하에서 효율특성이 떨어짐을 볼 수 있다.

입력전압 $800V_{DC}$ 에서 가장 높은 효율특성을 나타내었는데 이때에는 모든 스위칭소자에서 영전압스위칭을 하고 있기 때문에 상대적으로 높은 효율특성을 나타내었다.

향후 LLC 공진회로부 자화전류 저감 및 위상제어부분에 대한 최적설계를 통해서 효율을 개선하고자 한다.

4. 결 론

넓은 입력전압($450V_{DC} \sim 1100V_{DC}$) 범위에 대해 위상천이 제어(PM) 시에 발생하는 2차측 정류다이오드($D_5 \sim D_6$)

의 전압스트레스를 감소시킬 수 있는 에너지회생스너버 적용 하이브리드 승압 3레벨 DC/DC 컨버터를 제안하였고, $24V_{DC}$ 출력단은 주파수제어(FM)에 의해 출력전압을 정밀제어하며, $230V_{DC}$ 단은 별도로 승압컨버터를 추가하여 제어 가능하도록 하였다. 2kW급 시제를 제작 및 실험을 통하여 적용가능성에 대하여 검증하였다.

References

- [1] M. Venkatesan, R. Rajeswari, and K. Keerthivasan, "A survey of single phase grid connected photovoltaic system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [2] K. Hddad, "Three level DC-DC converter as efficient interface in two stage PV power systems," *Energytech, 2012 IEEE*, pp. 1-6, 2012.
- [3] S. H. Kim, H. N. Cha, H. G. Kim, and B. C. Choi, "An improved non-isolated 3-level high step-up boost converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 342-348, Aug. 2013.
- [4] J. Chen, S. Hou, T. Sun, F. Deng, and Z. Chen, "A new interleaved double-input three-level boost converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 925-935, May 2016.
- [5] J. A Sabate, V. Vlatkovic, R. B Ridley, F. C Lee, and B. H Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," *APEC Fifth Annual*, pp. 275-284, 1990.
- [6] D. Y. Kim, J. K. Kim, and G. W. Moon, "A three-level converter with reduced filter size using two transformer and flying capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 1, pp. 46-53, 2013.
- [7] J. R Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter," *8th International Conference on ECTI-CON*, Vol. 2, pp. 637-640, 2011.
- [8] H. Sugimura, H. Omori, and S. K. Kwon, "Comparative considerations of soft switching PWM three-level HB dc-dc converter with high frequency link," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE&ECCE)*, pp. 2336-2343, 2011.
- [9] X. Ruan, B. Li, Q. Chen, S. C. Tan, C. K. Tse, "Fundamental considerations of three-level DC-DC converters: topologies, analyses, and control," *IEEE Transactions on Circuits and System I: Regular Papers*, Vol. 55, pp. 3733-3743, 2008.
- [10] Y. Shi, "Full ZVS load range diode clamped three-level DC-DC converter with secondary modulation," *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, pp. 93-101, Jan. 2016.
- [11] I. O. Lee and G. W. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 2966-2979, 2012.
- [12] B. R. Lin and Z. Y. Chen, "A ZVS resonant converter with balanced flying capacitors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 15, No. 5, pp. 1190-1199, Sep. 2015.
- [13] Z. Guo, D. Sha, and X. Liao, "Hybrid phase-shift-controlled three-level and LLC DC-DC converter with active connection at the secondary side," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, pp. 2985-2996, 2015.
- [14] E. S. Kim, et al, "2014 Industry-university cooperation report," Jeonju University-KACO New Energy Co., Aug. 2015.
- [15] E. S. Kim, Y. B. Byun, Y. H. Kim, and Y. G. Hong, "A three level ZVZCS phase-shifted DC-DC converter using a tapped inductor and a snubber capacitor," *IEEE APEC*, Vol. 2 pp. 980-985, Mar. 2001.



허예창(許藝創)

1992년 2월 23일생. 2016년 전주대 전기전자공학과졸업. 현재 동 대학원 학석사 연계과정.



주종성(朱鍾晟)

1990년 5월 13일생. 2016년 전주대 전기전자공학과졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



말론(Elysee Malon Harerimana)

1988년 2월 14일생. 2013년 National University Rwanda 전기공학과 졸업. 2016년 전주대 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2016년~현재 지필로스(주) 연구원.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원. 현재 전주대 전기전자공학과 교수. 당 학회 연구사업이사.



강철하(姜喆廈)

1987년 5월 31일생. 2013년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2015년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2015년~현재 대우전자 부품(주) 연구원.



이승민(李升珉)

1987년 3월 16일생. 2011년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2013년~현재 카코뉴에너지(주) 연구원.