

이중 여자 플라이백 기반 고압 SMPS 설계

High Voltage SMPS Design based on Dual-Excitation Flyback Converter

양희원¹, 김승애², 박성미³, 박성준^{4*}

Hee-Won Yang¹, Seong-Ae Kim², Seong-Mi Park³, Sung-Jun Park^{4*}

〈Abstract〉

This paper aims to develop an SMPS topology for handling a high range of input voltages based on a DC-DC flyback converter circuit. For this purpose, 2 capacitors of the same specifications were serially connected on the input terminal side, with a flyback converter of the same circuit configuration serially connected to each of them, so as to achieve high input voltage and an effect of dividing input voltage. The serially connected flyback converters have the transformer turn ratio of 1:1, so that each coil is used for the winding of a single transformer, which is a characteristic of doubly-fed configuration and enables the correction of input capacitor voltage imbalance. In addition, a pulse transformer was designed and fabricated in a way that can achieve the isolation and noise robustness of the PWM output signal of the PWM controller that applies gate voltage to individual flyback converter switches. PSIM simulation was carried out to verify such a structure and confirm its feasibility, and a 100W class stack was fabricated and used to verify the feasibility of the proposed high voltage SMPS topology.

Keywords : Flyback converter, PWM signal, SMPS topology, Auto Voltage Balancing

1 주저자, (주)이엘티, 대표
(E-mail: elt@elt.co.kr)

2 ㈜삼성SDI, 연구원

3 한국승강기대 승강기공학부, 조교수

4*정회원, 교신저자, 전남대학교 전기공학과, 교수
(E-mail: sjpark1@jnu.ac.kr)

1 Author, ELT Co., CEO

2 Samsung SDI Co.,Ltd., Researcher

3 Dept. of Lift Engineering, Korea Lift College, Assistant Professor

4*Corresponding Author, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam University, Professor

1. 서론

신재생 에너지 산업의 발전에 따라 대체 에너지의 전력변환장치가 다양해지고 그에 따른 SMPS (Switch Mode Power Supply)는 제어 전원 공급 원으로서 역할의 중요성이 높아지고 있다. 또한 이러한 SMPS의 개발이 신속한 발전을 이루면서 사용하는 입력전원의 선택 범위도 넓어지고 있는 추세이다. 신재생 에너지의 전력변환장치의 기능에 따라 달라지겠지만, 연계형일 경우 법적으로 사고를 대비한 계통측과 발전 에너지측의 양방향으로부터의 입력전원을 사용하는 SMPS가 요구된다. 계통측은 시중에유통되는 SMPS를 사용해도 무관한 반면에 1000[V] 내외에 이르는 발전에너지로부터의 직접적인 입력 전압을 고려한 SMPS는 상용화되어 있지 못하며, 개발은 기대 속도에 못미치고 있다. 본 논문에서는 DC-DC 플라이백 컨버터 회로를 바탕으로 높은 입력전압의 범위를 갖는 SMPS 토폴로지 개발을 목적으로 한다. 이를 위해 입력 측에 동일한 사양의 두 개의 커패시터를 직렬로 연결, 각 커패시터에는 동일한 플라이백 컨버터 회로를 구성하고 직렬로 연결시킴으로써 입력전압의 고압화를 이루며 입력전압의 분할 효과를 이룬다. 또한 직렬로 연결되어 있는 플라이백 컨버터의 변압기 권선 비는 1:1로써, 각 권선은 하나의 변압기에 와인딩되며, 이것은 이중여자의 특성으로 입력단 커패시터의 전압의 불균형을 밸런싱 할 수 있도록 구성하였다. 또한 각 플라이백 컨버터의 스위치에 게이트전압을 인가하는 PWM 컨트롤러의 출력 PWM 신호는 펄스 변압기의 설계, 제작을 통하여 절연을 이루며 노이즈에 강인할 수 있도록 구성하였으며, 이와 같은 구조의 검증 및 타당성을 확인하기 위하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 100[W]급 스택 제작을 통하여 제안된 고압용 SMPS 토폴

플로지의 타당성을 검증하였다.

2. 본론

2.1 기본 SMPS 토폴로지

플라이백 컨버터를 이용한 기존의 SMPS 토폴로지는 그림 1과 같다.

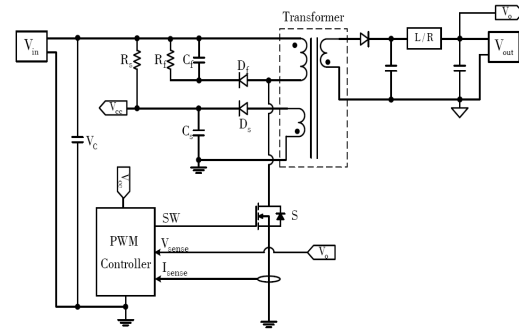


Fig. 1. Basic of the SMPS topology

입력측 평활용 커패시터와 RCD로 구성된 스너버를 비롯한 절연형 변압기, 과부하와 출력전압 센싱 기능이 결합되어 있는 PWM 컨트롤러 및 PWM 컨트롤러의 전원 V_{CC} 공급 회로, 마지막으로 출력측 다이오드 및 커패시터 등으로 구성되어 있음을 확인할 수 있다[1]-[3]. 신재생 에너지로부터의 DC전압을 입력전원으로 쓰기 때문에 교류의 전압을 직류로 정류시켜주기 위한 브릿지 회로는 불필요하다.

일반적으로 고압화가 가능한 SMPS는 전류형 컨버터인 플라이백 컨버터를 직렬로 연결한 형태로 그림 2와 같다. 그림 2에서 보는바와 같이 전압제어기는 지령전압과 출력전압에 의해 플라이백 컨버터의 전류 지령치를 발생하고, 각 플라이백 컨버터에서는 전류 지령치에 의해 PWM 신호로

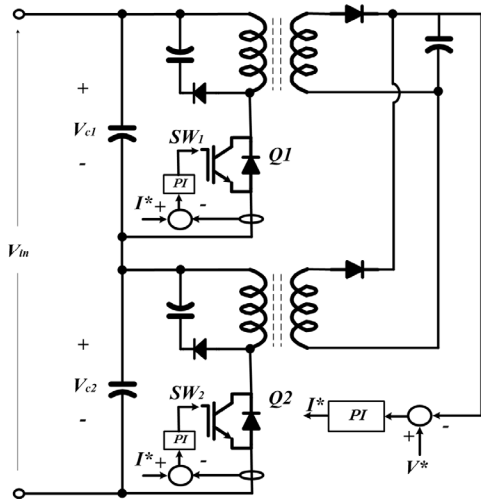


Fig. 2. Conventional high voltage SMPS system configuration

각 스위치를 제어한다. 이 때 플라이백 컨버터 전류가 동일하지 않는 경우 분할용 콘덴서전압의 밸런싱이 깨어지는 현상이 발생한다. 이를 보상하기 위해서 각 분할 콘덴서의 전압을 검출하여 전압 밸런싱 보상회로를 추가 하여야 한다.

따라서 본 논문에서는 기존의 SMPS 토폴로지를 응용한 자동 전압 밸런싱 기능을 갖는 이중 여자 플라이백 방식을 통하여 고압화가 가능한 새로운 토폴로지를 제안한다. 그림 1에서 보이는 SMPS 회로의 플라이백 컨버터 회로를 응용, 구성 하되 제어 전원 공급원으로 사용하기 위한 다출력의 60[W] 출력 용량을 목표로 한다.

2.2 제안된 SMPS 토폴로지의 구조

높은 전압을 입력전원으로 받을 경우, 구성 소자들에게 요구되는 내압은 높아지게 되는데, 높은 내압을 가진 소자일수록 고가이며 선택할 수 있는 소자의 폭이 좁아지게 되어 SMPS 설계에 한계가 있다. 또한 고압에 대한 스트레스 등이 손실에 직

접적인 영향을 끼치게 된다. 동일한 높은 입력전원에 대해 기존의 SMPS 토폴로지보다 소자를 비롯한 구성 요소들의 내압을 낮출 수 있는, 제안하는 시스템 구성도는 그림 3과 같다.

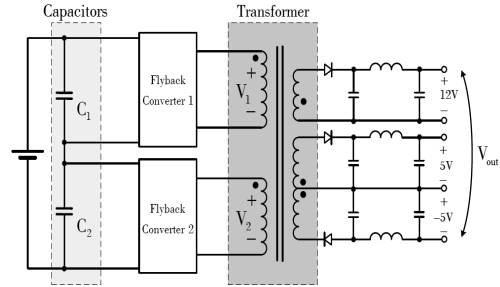


Fig. 3. Proposed system configuration

그림 3 에서 고압의 DC전원을 입력받기 위한 입력측 평활용 커패시터 V_{c1} , V_{c2} 는 동일한 사양으로 두 개를 직렬로 연결한다. 두 커패시터가 무조건적인 동일 사양이라면 어느 커패시터의 선택은 자유로우나, 단 커패시터의 커패시턴스 허용오차의 수치는 적으면 적을수록 좋으며, 내압의 크기는 최대 입력전압의 양분된 크기에 여유분 10~30[V]를 더한 값이어야 한다. 각 커패시터에 해당하는 플라이백 컨버터1, 플라이백 컨버터2의 회로 역시 동일한 소자들로 구성하여 각각 직렬로 추가 연결한다. 기존의 단일 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 SMPS의 입력전압의 크기에 맞게 선정, 설계되어 있는 소자들의 사양보다 낮은 것들로 선택할 수 있으며, 그것으로 인한 소자 선택의 폭은 훨씬 다양해진다. 또한 각 플라이백 컨버터의 변압기는 1:1의 권선비로 하나의 코어에 와인딩되어야 한다. 이는 이중 여자 방식을 구성하기 위함으로 플라이백 컨버터1과 플라이백 컨버터2의 개별 동작이 아닌 동기성을 두는 구조이다 [4]-[6].

2.3 제안된 SMPS 토폴로지의 원리

제안된 SMPS 토폴로지의 원리를 설명하기 위한 그림 4는 제안하는 시스템 구성도와 PWM 컨트롤러의 전원회로를 포함한 SMPS 전체 시스템 회로도이다. 기존의 SMPS에서는 입력 전압을 입력측 커패시터가 전적으로 부담하고 있으며 고압일 경우 요구되는 커패시터의 내압은 더불어 높아지는 점을 착안하여, 전압분배를 통해 입력전원을 분산시킬 수 있는 수단으로 입력측 커패시터를 비롯한 SMPS의 주요회로인 플라이백 컨버터의 회로를 듀얼로 직렬연결 시킴으로써 입력전원의 분할이 가능하게 한다. 또한 분할된 입력전원의 전압값은 직렬 연결된 입력측 커패시터와 플라이백 컨버터의 구성요소들에게 요구되는 내압을 현저히 낮출 수 있게 된다.

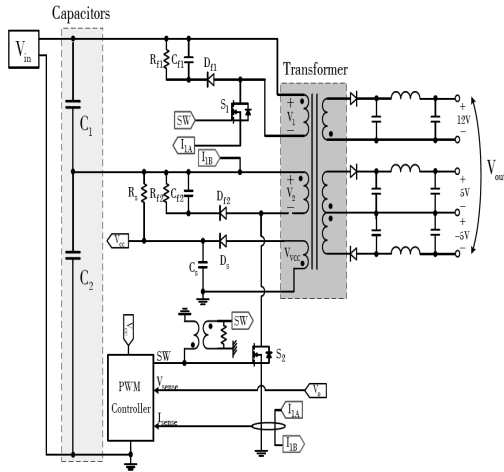


Fig. 4. Proposed system circuit

제안된 SMPS 토폴로지의 원리를 설명하기 위한 그림 4는 제안하는 시스템 구성도와 PWM 컨트롤러의 전원회로를 포함한 SMPS 전체 시스템 회로도이다. 기존의 SMPS에서는 입력 전압을 입

력측 커패시터가 전적으로 부담하고 있으며 고압일 경우 요구되는 커패시터의 내압은 더불어 높아지는 점을 착안하여 전압분배를 통해 입력전원을 분산시킬 수 있는 수단으로 입력측 커패시터를 비롯한 SMPS의 주요회로인 플라이백 컨버터의 회로를 듀얼로 직렬연결 시킴으로써 입력전원의 분할이 가능하게 한다. 또한 분할된 입력전원의 전압값은 직렬 연결된 입력측 커패시터와 플라이백 컨버터의 구성요소들에게 요구되는 내압을 현저히 낮출 수 있게 된다. 플라이백 컨버터를 설계함에 있어 입력전압의 영향을 가장 크게 받는 소자들 중 입력측 커패시터 C_1 , C_2 를 제외한다면 단연 상단에 위치한 플라이백 컨버터1과 하단에 위치한 플라이백 컨버터 2의 스위치 소자 S_1 과 S_2 이며, 식 (1)에서 스위치 소자로서 mosfet을 선택함에 있어 요구되는 내압을 수식으로 설명할 수 있다.

$$V_{ds} = \frac{N_p}{N_s}(V_o + V_{d_{fw}}) + V_{in} \quad (1)$$

여기서 V_{ds} 는 스위치의 드레인-소스 간에 인가되는 전압, V_o 는 출력전압, $V_{d_{fw}}$ 는 2차 정류기 다이오드의 상하 순방향 전압, V_{in} 은 입력전압이다. mosfet의 내압은 식 (1)을 통해 계산되는 값보다 커야하는데, 반감된 입력전압에 대해 하나의 스위치 소자가 부담해야하는 전압 V_{ds} 의 크기는 작아지게 되는 것이다. 내압의 저감은 비단 스위치 소자에 국한되지 않고 각 플라이백 컨버터를 구성하는 모든 소자들에게 적용된다. 현재 제품들의 사양은 고압이 요구될수록 고가이며 종류가 국소적이게 되므로 선택할 수 있는 소자의 폭이 넓어지게 된다. 또한 보다 낮은 전압으로 동작하게 됨에 따라 손실에 직접적인 영향을 미치는 고압에 대한 전압 스트레스를 줄일 수 있다. 그림 3에서 고압

을 입력 받기 위한 입력측 커패시터 C_1 , C_2 는 입력전압이 인가될 때 충전이 시작되고, 이 때 일어날 수 있는 전류와 전압의 불균형을 별도의 제어기 없이 보상하기 위함으로 듀얼 직렬 구성되어있는 각 플라이백 컨버터의 변압기를 동일한 권선의 1:1 비율로 하나의 코어에 와인딩하는 이중 여자 방식의 변압기를 구성한다. C_1 과 C_2 이 충전될 때의 불균형은 동기성을 이루고 동작해야하는 상단의 플라이백 컨버터1과 하단의 플라이백 컨버터2에 각각 심각한 영향을 끼친다. 커패시터에 충전되는 전류가 다르게 되면 충전 전압이 한쪽으로 많이 기울어지게 되며, 만일 입력전압이 1000[V]라고 한다면 각 커패시터에 충전되는 전류가 조금만 달라도 한쪽은 0[V], 다른 쪽은 1000[V]가 되는 것이다. 충전되는 전류를 일정하게 유지하는 것은 민감하고 많은 보상기가 요구되기 때문에 하나의 커패시터 전압을 500[V]로 유지하는 것이 중요하다. 만일 전류제어를 통해 각 커패시터에 충전되는 전류를 일정하게 균형을 맞추는 것이 일시적으로 가능할 것이나 부하변동 등의 외란에 의해서라도 시간이 지나게 되면 불균형을 초래하게 된다. 커패시터 C_1 과 C_2 의 균형을 유지해야하는 시점에서 커패시터의 직렬연결의 필요성을 점검한다면, 고압의 입력전압을 분할하기 위한 직렬연결의 커패시터는 반드시 필요하다.

보통의 SMPS에는 하나의 플라이백 컨버터 회로만 구성되어있어 입력측 커패시터의 불균형이 일어날 일은 근본적으로 없게 되지만, 제안하는 토폴로지에서는 그림 5와 같이 입력측 커패시터의 충전전압이 불균형일 때 상단과 하단의 동기성을 두고서 각각의 변압기를 동시에 하나의 코어에 감음으로써 플라이백 컨버터1 측의 전압 V_1 이 크고 플라이백 컨버터2 측의 전압 V_2 가 작으면 플라이백 컨버터1의 에너지가 플라이백 컨버터2로 넘어간다. 즉, 전압이 커진 쪽이 전원이 되고 작은 쪽이 부하가 된다. 플라이백 컨버터1 측의 전압 V_1 이 커지게 되면 전력으로 인한 에너지 증가로 흐르는 전류도 증가하게 되는데, 이 때 전류 증가로 인한 전압의 크기가 감소되면서 플라이백 컨버터2 측의 전압 V_2 가 커지는 일련의 에너지 교환 반복 현상이 일어난다. 단일 플라이백 컨버터 회로로 구성되어있는 SMPS라면 1차 측에 인가되는 전압을 검출하여 스위칭 변조비를 이용한 전류제어를 통해 충전되는 전압을 조절할 수 있지만, 그것을 위해서 별도의 제어기가 필요하게 된다. 그러나 제안하는 토폴로지에서는 두 개의 플라이백 컨버터의 변압기 권선을 동일한 코일로 1:1의 비율로 하나의 코어에 와인딩하는 이중 여자 방식의 변압기를 구성하였다. 그리고 전압 불균형에 따른 에너지 교환을 통해 제어기 없이 스위칭만으로도 자동으로 밸런싱을 유지하게 된다. 또한 전압 밸런싱이 유지된다면, 2차 측으로 전달해야하는 에너지를 1차 측에서 양분하여 부담하게 되므로, 같은 출력전압을 낼 때 단일 플라이백 컨버터 회로로 구성되어 있는 것과 두 개의 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 것의 펄스폭은 두 배의 차이가 나면서 스위치 전류가 반으로 줄어들게 된다.

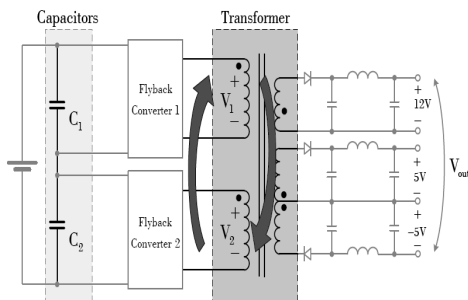


Fig. 5. Energy exchange caused by imbalance of capacitor charging

3. 시스템 구성 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션

본 논문에서는 이중 여자 방식의 변압기를 통해 자동 전압 밸런싱 기능을 갖고 입력전원의 고압화를 이룰 수 있는 SMPS 토폴로지를 제안하였다. 이를 PSIM을 이용한 시뮬레이션을 통해 확인하고 검증하였으며 그림 6은 PSIM에서 구성한 SMPS 시스템의 회로이며 시뮬레이션에 필요한 파라미터는 표 1에 나타나 있다.

Table 1. Prototype production parameters

입력 전압	출력		효율	출력 오차	출력 리플전압
	전압	전류			
최소 DC 300V	5[A]	8[A]	80 [%]	± 2 [%]	100 [mV]
최대 DC 900V	-5[A]	2[A]			
	12[A]	1[A]			

그림 6 회로에서 주요한 점은 스위칭 동작을 위한 PWM 발생을 단순한 구형파 발생기로 구현하지 않고 PWM 콘트롤러를 사용했다는 것이다. 회로에 있는 PWM 콘트롤러 UC3844는 Psim에서 제공하는 PWM IC 어플리케이션 중 하나로, 실제 실험에서 사용하고자 하는 L5991A과는 다른 제품이지만 전류 센싱과 출력전압 피드백 및 주파수 조절이 가능하며 UC3844에서 고정되어있는 듀티는 실제 실험에서 기본 설정 값으로 맞추었던 듀티인 50% 동일하기 때문에 시뮬레이션에서 쓰임이 적절하다. 또한 그림 6은 PSIM에서 제공하고 있는 UC3844를 이용한 플라이백 컨버터 어플리케이션 회로를 수정하고 응용한 회로로서, 단일 플라이백 컨버터에서 정상적인 동작이 검증된 회로를 기반으로 하기 때문에 단일 플라이백 컨버터의 파형과 제안하는 이중 여자 방식의 플라이백 컨버터의 파형을 비교할 수 있다.

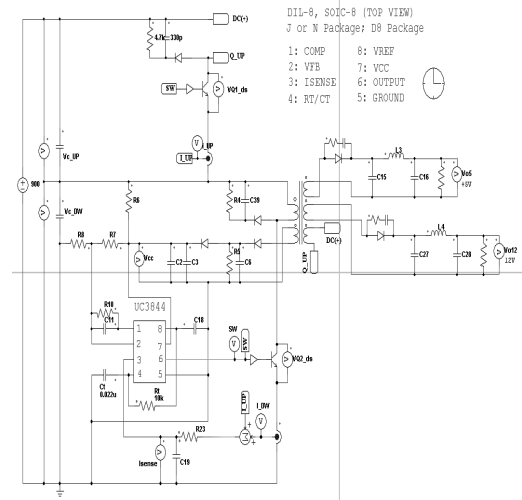


Fig. 6. Simulation schematic

기존의 단일 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 SMPS와 제안하는 이중 여자 방식의 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 SMPS의 시뮬레이션 파형을 각각 그림 7과 그림 8에 나타나 있으며, 고압의 기준은 DC 500[V] 이상이기 때문에 시뮬레이션에서는 입력 전압을 900V를 기준으로 하였다.

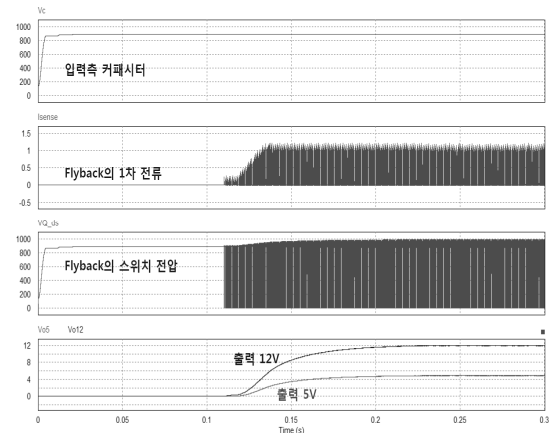


Fig. 7. SMPS as configured single flyback converter

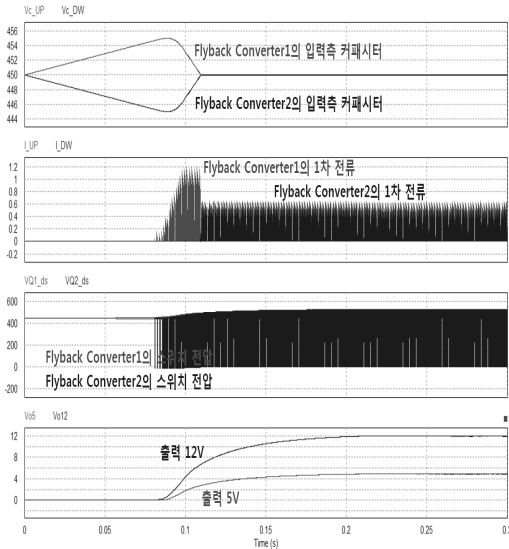


Fig. 8. SMPS configured dual excitation method flyback converter

입력 전압이 인가되는 입력 측 커패시터는 입력 전압 900[V]에 그림 7은 단일 플라이백 컨버터로 인해 900[V]가 그대로 인가되는 것에 반해, 그림 8은 직렬의 입력측 커패시터로 인하여 분할된 전압이 각각 인가되고 있음을 확인할 수 있다. 스위치 드레인-소스 단의 전압 또한 입력전압 + 턴-오프시 1차 측으로 반영되는 전압의 크기로서 그림 7에서는 최대 990[V]가 측정되며, 그림 8에는 상/하단의 플라이백 컨버터 1, 2모두 최대 530[V]가 측정된다. 이것은 입력전압이 900[V]와 450[V]라면 턴-오프시 1차 측으로 반영되는 전압의 크기 또한 각각 90[V]와 80[V]로써 스위치가 부담하는 전압이 감소함에 따라 전압 스트레스 또한 감소할 수 있음을 보인다. 시간상 0.15초 이후의 정상상태인 전류 파형을 비교하자면, 이중 여자 방식의 플라이백 컨버터의 변압기 구성으로 인한 스위칭 소자의 펄스 폭의 두 배 효과 때문에 1차 측에 흐르는 전류는 그림 7의 단일 플라이백 컨버터로 구성된 SMPS의 전류 파형 크기보다 그림 8의 제안하는 플라이백

컨버터로 구성된 SMPS의 전류 파형 크기가 절반의 크기로 작음을 확인할 수 있다. 그림 8의 첫 번째 파형인 입력측 커패시터의 파형은 입력전원이 인가된 시점에서부터 상단의 플라이백 컨버터1과 하단의 플라이백 컨버터2의 전압 파형이 불균형을 이루고 있다.

이것은 하단의 플라이백 컨버터2의 입력측에 직접적으로 연결이 되어있는 PWM 콘트롤러의 전원회로에 기인한 것으로, PWM 콘트롤러가 동작하기 전까지 시동 저항의 소비로 인한 충전 전류의 차이로 인해 입력측 전압의 불균형을 초래한 것이다. 스위치 동작이 시작되면서 플라이백 컨버터1의 보다 높은 전압과 더불어 상단의 플라이백 컨버터1에 흐르는 전류가 편중되면서 에너지도 증가함에 따라 전압이 감소하게 된다. 그리고 플라이백 컨버터1의 전압 감소는 이중 여자 방식의 변압기로 인하여 플라이백 컨버터2의 전압 증가로 이어지면서 입력측 커패시터의 전압이 밸런싱을 이루게 되면 편중된 전류는 상단과 하단에 균등히 흐르게 된다. 또한 SMPS의 궁극적인 목적인 정전압의 출력을 확인할 수 있다.

3.2 실험결과

그림 9는 제안한 시스템을 제작한 스택 그림이다. 직렬 연결된 입력 측 커패시터 두 개, 각 커패시터에 구성되어 있는 플라이백 컨버터와 하나의 코어에 1:1의 비율로 감겨있는 변압기를 비롯한 전원회로와 출력 등으로 이루어져있다. 그리고 돌입전류와 사고 방지를 위한 퓨즈, 저항소자를 구성하고 변압기의 누설리액턴스로 인한 RCD의 스너버 이외에 스위치의 전압스트레스 감소를 위한 커패시터 스너버도 구성하였다. 또한 PWM 콘트롤러의 단일 출력에 비해 인가되어야 할 스위치의 게이트 전압은 상/하단의 두 곳이기 때문에 노

이즈의 영향과 상/하단의 동기성을 고려하여 PWM 출력단에 펄스 변압기를 구축하였다.

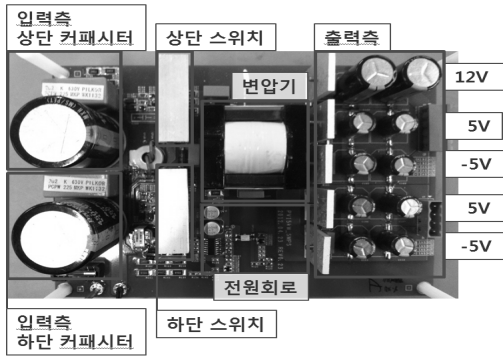
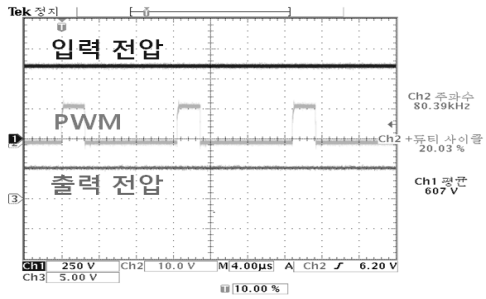
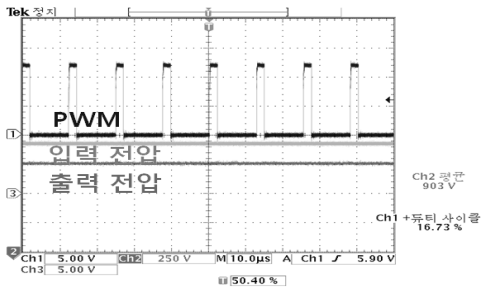


Fig. 9. The stack of the proposed topology



(a) input voltage 600V

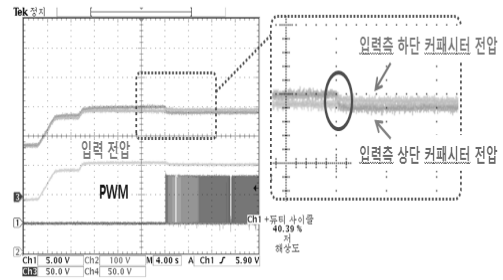


(b) input voltage 900V

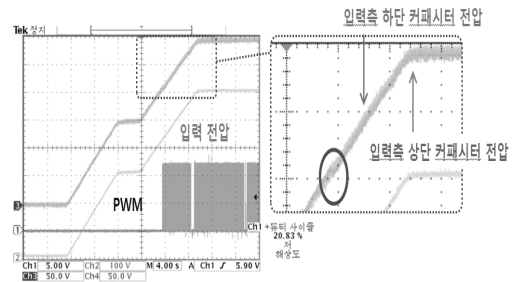
Fig. 10. PWM and output voltage according input voltage

플라이백 컨버터1과 플라이백 컨버터2의 동기를 확인하는 동안 입력전원의 크기가 600[V]까지

인가되었고, 본래 목적인 900[V]의 입력 전압을 인가하기 위해 진행한 실험 파형은 그림 10과 같다. 900[V]까지 입력전압을 인가할 때 일정한 5[V]의 출력전압을 내기 위한 듀티폭의 변화를 확인할 수 있었지만, 입력전압이 증가하면서 어느 일정한 전압의 크기에서부터는 듀티폭의 변화가 없는 것으로 확인이 되어 초기 동작할 때의 듀티폭 확보의 여유를 좀 더 두어야한다.



(a) input voltage 300v



(b) input voltage 600v

Fig. 11. Auto voltage balancing according as the input voltage

그림 11은 입력전압에 따른 자동 전압 밸런싱을 나타낸 파형으로, 높은 입력전압에 대한 정상적인 PWM 출력과 출력전압의 크기를 확인하면서 외란에 의한 큰 불균형은 일어나지 않아 자동 전압 밸런싱의 상태를 미소한 변동폭으로 확인할 수 있었다. 입력전압이 증가함에 있어 플라이백 컨버터1과 플라이백 컨버터2는 시동저항으로 인한 약

간의 불균형이 일어난다. 스위치 동작이 시작되면서 상단과 하단의 전압 크기는 변하게 되는데, 이 변화 정도를 입력전압 대비 커패시턴스 허용오차를 감안하여 계산하면 이중 여자 방식의 변압기로 구성된 제안하는 SMPS는 자동 전압 밸런싱의 기능을 수행하고 있다고 판단할 수 있다.

4. 결론

태양광, 풍력 등의 신재생 에너지의 산업이 발전함에 따라 대체 에너지의 전력변환장치의 제어 전원 공급원으로서 입력전원의 범위의 다양성을 추구하지만, 1000[V] 내외의 발전에너지로부터의 높은 입력 전압은 SMPS 제작에 어려움을 기하고 있다. 본 논문에서는 입력전압의 범위를 높이는 반면 안정성은 보다 높일 수 있는 새로운 토폴로지를 제안하였다.

본 시스템의 장점은 입력측에 동일한 사양의 두 개의 커패시터를 직렬로 연결시키며, 각 커패시터에는 동일한 소자들로 이루어진 플라이백 컨버터 회로를 구성하고 직렬로 연결시킴으로써 입력 전압의 분할효과를 통해 입력전압의 고압화가 가능하다. 또한 직렬로 연결되어 있는 플라이백 컨버터의 변압기 권선 비는 1:1로써, 각 권선은 하나의 변압기에 와인딩되며, 이것은 이중 여자의 특성으로 별도의 제어기 없이 입력단 커패시터의 전압의 불균형을 자동으로 밸런싱 할 수 있다. 단점은 입력측 커패시터의 커패시턴스 허용오차의 오차의 크기를 줄일수록 더욱 민감한 전압 자동 밸런싱을 이룰 수 있지만 그만큼 고가이기 때문에, 설계 시 소자 선택이 중요하다. 본 토폴로지를 시뮬레이션 및 실제 제작하여 이를 실험을 통해 검증함으로써 제안한 이중 여자 방식의 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 SMPS의 출력을 기준

의 단일 플라이백 컨버터로 구성되어 있는 SMPS와 동일하게 낼 수 있다는 점에서 제안한 토폴로지는 설계할 때 입력전압에 대한 소자 선택의 확장성이 넓고, 전압 및 전류 스트레스 또한 낮출 수 있어 보다 높은 효율성을 기대할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 지역주력산업 육성사업으로 수행된 연구결과입니다.

References

- [1] Junming Zhang, Xiucheng Huang, Xinke Wu, and Zhaoming Qian, "A high efficiency flyback converter with new active clamp technique," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 7, pp. 1775-1785, (2010).
- [2] Watson, R., LEE, F.C., and Hua, G.C., "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters". IEEE PESC Record, Vol. 2, pp. 909-916, (2004).
- [3] T. M. Chen and C. L. Chen "Analysis and design of asymmetrical half bridge flyback converter", IEE Proc-Electr. Power Appl. Vol. 149, No. 6, (2002).
- [4] D. H Seo, O. J. Lee, S. H. Lim and J. S. Park "Asymmetrical PWM Flyback Converter" in Proc. IEEE PESC, pp. 848-852, (2000).
- [5] Keming Chen, Ahmed Elasser and D. A. Torrey, "A Soft-Switching Active Snubber Optimized for IGBTs in Single Switch Unity Power Factor Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, pp. 446-452, (1995).

- [6] Jagjitpati Shukla and B. G. Fernandes, "A Novel Active Resonant Snubber for Single Switch Unity Power Factor Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, pp. 3818-3823, (2004).

(접수:2017.03.19. 수정: 2017.05.04. 게재확정: 2017.05.13.)