

급속충전기를 위한 보조 회로를 갖는 40kW급 2단 구조 양방향 DC/DC 컨버터 설계

최재혁, 정민교, 정창교, 이준영†
 명지대학교

Design of a 40kW two-stage bidirectional DC/DC converter with auxiliary circuit for fast charger

Jae-Hyuck Choi, Min-Kyo Jung, Chang-Gyeo Jeong, Jun-Young Lee†
 Myongji University

ABSTRACT

본 논문에서는 넓은 출력전압이 요구되는 양방향 급속충전기의 DC/DC 컨버터부에서 사용되는 기존 회로의 단점을 보완하기 위하여 LLC/SRC 컨버터와 ZVT(zero-voltage transition)-Buck 컨버터의 2단 구조를 기반으로 한 40 kW DC/DC 컨버터의 설계 방안을 제안한다. LLC/SRC 컨버터는 스위치 손실이 작은 공진 주파수 근처의 세폭 주파수 제어를 통하여 링크 전압을 유지하면서 안정된 정·역방향 동작을 확보하며, 반공진 ZVT(half-resonant ZVT) 회로를 이용하여 보조 회로의 손실을 최소화하면서 Buck 컨버터의 소프트 스위칭 동작을 확보하여 넓은 범위의 출력전압 조건에서 높은 효율을 달성할 수 있다. $V_{in}=740\text{ V}$, $V_o=150\text{--}850\text{ V}$, $P_o=40\text{ kW}$ 의 사양을 갖는 프로토타입의 설계 및 실험결과를 통해 제안된 방식의 타당성을 검증하였다.

1. 서론

최근 환경오염과 친환경적인 정책 등으로 인하여 친환경에 대한 중요성이 대두되어 전기자동차에 대한 수요가 급증하고 있으며 전기자동차 충전기 인프라의 확대가 가속화되고 있다. 전기자동차 시장이 확대됨에 따라 빠른 충전 속도에 대한 요구가 증가하며, 충전 시간을 단축하기 위한 급속충전기의 필요성이 대두되고 있다. 또한, 배터리에 저장된 에너지를 계통에 연계하여 사용하는 V2G(vehicle to grid)와 가정에 에너지를 공급하는 V2H(vehicle to home)등의 개발로 양방향 컨버터의 요구가 급증하고 있다. 일반적으로 급속충전기의 경우 PFC(power factor correction)와 DC/DC 컨버터로 구성된다. 3상 교류입력을 사용하여 DC/DC 컨버터의 입력전압이 높고, 최근 800 V 이상의 높은 출력전압을 요구하는 추세이므로 넓은 출력전압을 갖는 고전압/고용량 컨버터 개발이 중요하다. 최근 급속충전기의 DC/DC부는 LLC 컨버터를 기반으로 한 연구가 활발히 진행되고 있다. LLC 컨버터의 경우 전부하 구간에서 스위치 ZVS(zero-voltage switching)가 가능하고, 정류단의 낮은 전압 스트레스로 내압이 작은 장점이 있다. 하지만 가변 주파수 제어를 사용하므로 출력전압 범위를 넓게 확보하기 위해서는 자화 인덕턴스를 작게 설계해야 하므로 순환전류가 커지는 단점이 있다 [1]. 이를 극복하기 위해서는 2차 측 정류기의 구조를 변경하는 방법과 함께 입력전압을 가변하는 방법을 사용하고 있으나 정류기의 구조가 복잡하고 수명이 제한적인

relay와 같은 절환 스위치를 추가해야하는 문제점이 존재한다. DAB(dual active bridge) 컨버터의 경우 고정 주파수 제어를 통하여 넓은 입력/출력전압에 대응이 가능하며, 스위치 내압이 입력전압과 출력전압으로 제한되는 장점이 있다. 하지만 입력전압과 1차 측으로 환원된 출력전압의 차이가 크면 과도한 순환전류가 발생하고, turn-on 스위칭 손실이 증가하여 효율이 저하되는 단점이 있다 [2]. 넓은 입력/출력전압에 대응하기 위하여 양방향 full-bridge 컨버터를 고려할 수 있으나 2차 측 스위치 내압 문제가 존재하여 내압 저감을 위한 능동 스너버 등의 회로가 추가되어 효율 저하, 가격 상승 및 노이즈 등의 문제를 발생시킨다. 또 다른 대안으로는 LLC 컨버터와 Buck 컨버터의 2단 구조를 고려할 수 있다. 이는 LLC 컨버터가 안정된 링크 전압을 형성하고 충·방전 제어는 양방향 Buck 컨버터를 이용하는 방식으로 LLC 컨버터를 고주파로 설계하고 최적 공진점에서 동작시킬 수 있어 사이즈와 효율을 최적화시킬 수 있다. 제안하는 컨버터는 링크 전압 유지를 위한 LLC/SRC 컨버터와 Buck 컨버터의 하드 스위칭 문제를 보완하기 위하여 ZVT 회로를 추가한 2단 구조의 회로를 제안한다. 본 논문에서는 LLC/SRC 컨버터의 최적 동작 주파수를 제안하고, ZVT 회로를 적용한 Buck 컨버터의 분석 및 실험을 통하여 제안된 회로의 타당성을 검증한다.

2. 제안하는 토폴로지

제안하는 DC/DC 컨버터는 2단 구조로서 절연을 위한 LLC/SRC 컨버터와 충전기의 충·방전을 담당하는 Buck 컨버터로 구성된다.

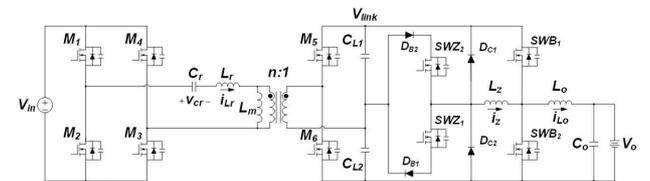


그림 1 제안하는 DC/DC 컨버터 회로도
 Fig. 1 Proposed DC/DC converter circuit diagram

2.1 LLC/SRC 공진형 컨버터

제안하는 LLC/SRC 컨버터는 링크 전압을 유지시켜주는 역할을 할만 수행하므로 Region 1($f_{sw} > f_r$)과 Region 2($f_{sw} < f_r$) 경계에서 동작시킬 수 있으나 2차 측이 스위치로 구성되어 있는 양방

향 컨버터에서 스위칭 주파수와 공진 주파수가 같은 경우, 1차 측과 2차 측 스위치의 전압 변위가 동시에 발생하여 소프트 스위칭을 위한 에너지가 2차 측 스위치의 높은 기생 커패시턴스의 변위에 사용되므로 소프트 스위칭을 달성하기 다소 어렵다. 또한, 공진 파라미터의 편차에 따라 경계점에서 정확한 동작을 확보하기 어려운 문제가 존재한다. 이를 해결하기 위해 제안하는 LLC/SRC 컨버터는 공진점 근처의 Region 2영역에서의 세 폭 주파수 제어를 채택한다.

2.2 Energy recovery(ER)-ZVT Buck 컨버터

제안하는 회로는 Buck 컨버터의 기존 단점을 보완하기 위하여 반공진 ZVT 회로를 적용하여 스위칭 손실을 저감시킨다.

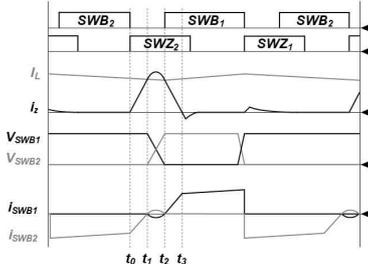


그림 2 Energy recovery(ER)-ZVT Buck 컨버터 주요 파형
Fig. 2 Energy recovery(ER)-ZVT Buck converter key waveforms

Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$): Mode 1은 Buck 하단 스위치 SWB₂가 turn-off 되고 SWZ₂가 turn-on 되면서 시작된다. Mode 1 동안 공진 인덕터 전류 i_z 는 식 (1)과 같이 선형적으로 증가하며 SWB₂의 intrinsic diode를 통해 흐르는 전류는 공진 인덕터 전류가 증가하는 만큼 감소한다. Mode 1은 공진 인덕터 전류가 출력 인덕터 전류 I_L 와 동일해지면서 종료된다. Mode 1 동안 출력 인덕터는 최소값인 $I_{L0,min}$ 으로 일정하다고 가정하면 Mode 1의 지속시간 T_1 은 식 (2)와 같다.

$$i_z(t) = \frac{V_{link}}{2L_z}(t-t_0) \quad (1)$$

$$T_1 = \frac{2L_z}{V_{link}} I_{L0,min} \quad (2)$$

Mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$): Mode 2 동안 출력 인덕터 L_o 에 흐르는 전류보다 공진 인덕터 L_z 를 통해 흐르는 전류가 커지게 되면 Buck 스위치 SWB₂의 Drain-source 커패시터는 충전이 되며, SWB₁의 Drain-source 커패시터는 방전된다. SWB₁의 Drain-source 커패시터가 완전히 방전되어 0 V로 감소하면서 Mode 2는 종료된다.

$$i_z(t) = I_{L0,min} + \frac{V_{link}}{2Z_o} \sin \omega_o(t-t_1) \quad (3)$$

$$T_2 = \pi \sqrt{2L_z C_{oss}} \quad (4)$$

여기서, Z_o 는 $(L_z/C_{oss})^{0.5}$, ω_o 는 $1/(L_z C_{oss})^{0.5}$ 이며, C_{oss} 는 각 스위치의 Drain-source 커패시터이다.

Mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$): Mode 2에서 SWB₁ 내부 커패시터 C_{oss} 가 모두 방전된 후 Mode 3가 시작하므로 SWB₁은 ZVS turn-on 조건을 만족한다. 이 구간에서 공진 인덕터 전류와 출력 인덕터 전류의 차이만큼 SWB₁의 전류가 상승한다. 공진 인덕터 전류 i_z 가 0이 되면서 Mode 3가 종료된다.

$$i_z(t) = I_{L0,min} - \frac{V_{link}}{2L_z}(t-t_2) \quad (5)$$

$$T_3 = \frac{2L_z}{V_{link}} I_{L0,min} \quad (6)$$

3. 회로 설계

3.1 공진 파라미터 설계

LLC/SRC 컨버터의 변압기 턴 비는 아래와 같이 나타낸다.

$$n = \frac{2V_{in}}{V_{link}} \quad (7)$$

공진 주파수와 스위칭 주파수는 같다고 가정하고, 공진 주파수는 변압기 window-area product A_p 와 스위치 손실을 고려하여 184 kHz로 선정한다. 역방향 동작 시 자화 인덕턴스가 공진에 참여를 하지 않기 때문에 SRC 동작에서 L_r , C_r 에 따른 전압 이득 곡선을 통해 선정할 수 있다. 링크전압을 제어하기 위해 좁은 주파수 범위를 사용하기 위해서는 그림 3a와 같이 이득 곡선의 기울기가 가파를수록 좋지만 L_r 이 커지며 이로 인해 자성체 사이즈가 커질 수 있는 단점이 있다. 또한, 공진 커패시터에 인가되는 전압 역시 상승된다. 앞선 이유를 고려하여 $L_r=7.5 \mu\text{H}$, $C_r=99.8 \text{ nH}$ 로 선정한다. 자화 인덕턴스 L_m 은 식 (8)과 같이 최대 자화 인덕턴스를 알 수 있고, 그림 3b의 이득 곡선과 순환전류를 고려하여 $50 \mu\text{H}$ 로 선정한다.

$$L_m \leq \frac{T_{dead}}{16C_{oss} f_{sw, LLCmax}} \quad (8)$$

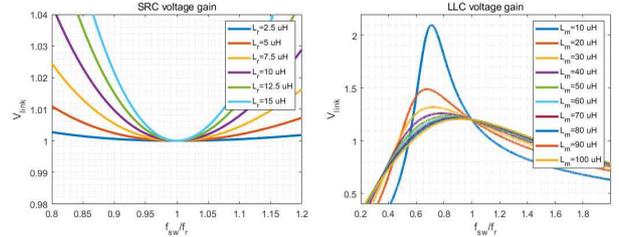


그림 3 전압 이득 곡선: a SRC 동작 시 L_r 에 따른 전압 이득; b LLC 동작 시 L_m 에 따른 전압 이득

Fig. 3 Voltage gain curve: a voltage gain according to L_r during SRC operation; b voltage gain according to L_m during LLC operation

3.2 공진 인덕터 L_z 및 출력 인덕터 L_o 설계

공진 인덕터와 스위치 내부 커패시터 C_{oss} 가 dead-time 동안 공진을 발생시켜 ZVS를 달성하기 위해서는 공진 인덕터의 전류가 dead-time이 끝나기 전에 출력 인덕터 전류에 도달해야 한다. 즉, T_{dead} 이 T_1 보다 커야한다는 조건을 이용하면 아래와 같은 수식을 적용할 수 있다.

$$L_z < \frac{T_{dead} V_{link}}{2I_{L0,min}} \quad (9)$$

공진 인덕터가 작아지면 전류 침투치가 커지게 되고, 공진 인덕터가 커지게 되면 소프트 스위칭을 위한 전류가 부족하게 되므로 적절한 값을 선택해야 한다. 출력 인덕터의 경우 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$L_o = \frac{D(V_{link} - V_o)}{f_{sw, Buck} \Delta I_L} \quad (10)$$

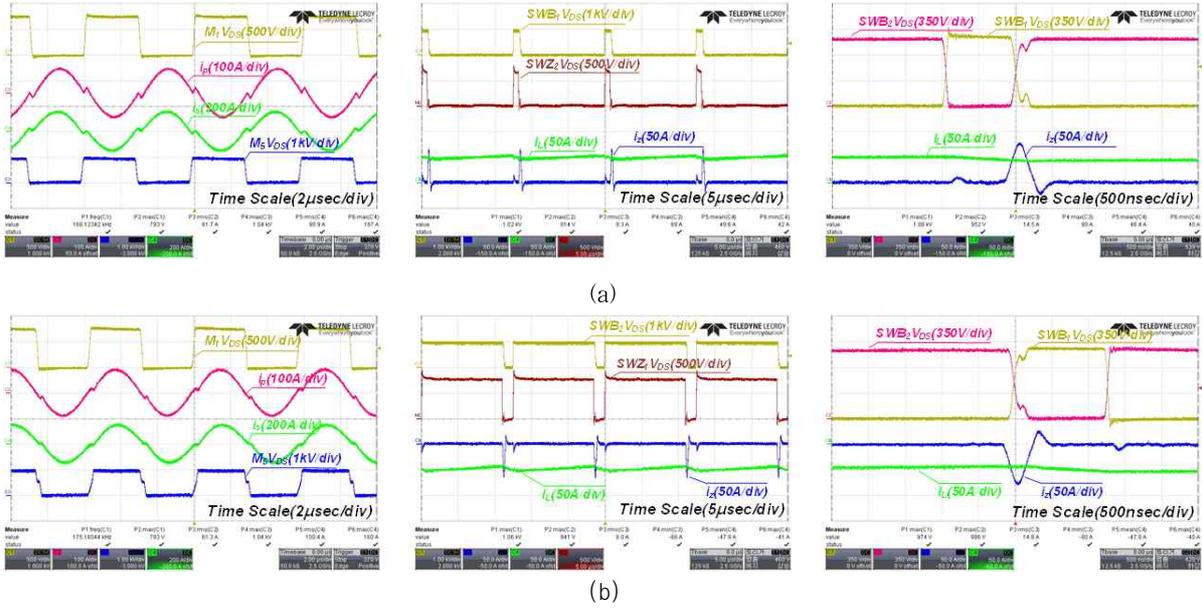


그림 4 $V_o=850$ V/ $P_o=40$ kW 조건에서 실험 파형: **a** 정방향; **b** 역방향
 Fig. 4 Experimental waveforms under the condition at $V_o=850$ V/ $P_o=40$ kW: **a** forward direction **b** reverse direction

4. 실험 결과

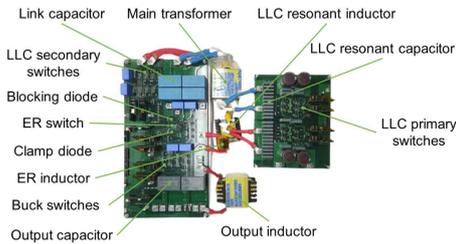


그림 5 제안하는 40 kW 프로토타입 하드웨어
 Fig. 5 Proposed 40 kW prototype hardware

급속충전기를 위한 40 kW급 DC/DC 컨버터의 프로토타입을 제작 및 실험하여 타당성을 확인하였다. 그림 5은 프로토타입 하드웨어이며, 그림 4은 $V_o=850$ V 조건에서 정·역방향의 실험 파형을 보여준다. LLC/SRC 컨버터는 변압기 전류를 통하여 $f_{sw} < f_r$ 인 구간에서 동작하는 것을 확인할 수 있고, 출력 인덕터의 최소 전류보다 공진 인덕터의 첨두 전류가 큰 것을 보면 ZVS 동작을 위한 Mode 2 구간이 확보됨을 확인할 수 있다.

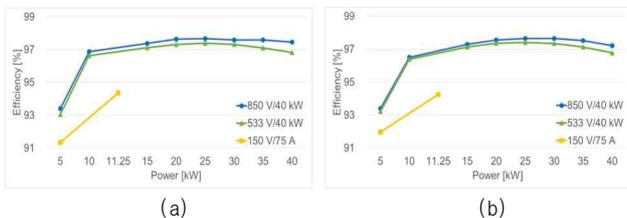


그림 6 출력전압 조건에 효율 데이터: **a** 정방향; **b** 역방향
 Fig. 6 Efficiency data according to output voltage conditions: **a** forward direction; **b** reverse direction

그림 6은 출력전압 조건에 따른 효율 데이터를 보여주며, 출력 전압 조건은 $V_o=850$ V/ $P_o=40$ kW, $V_o=533$ V/ $P_o=40$ kW, $V_o=150$ V/ $I_o=75$ A이다. 그림 6a는 정방향 시 효율, 그림 6b는 역방향 시 효율이다.

5. 결론

본 논문은 고전압/고용량 양방향 급속충전기에 대응할 수 있는 DC/DC 컨버터로서 기존 단일구조의 단점을 보완하기 위하여 2단 구조로 선정하였다. LLC/SRC는 세폭 주파수제어를 통하여 최적 설계를 하고, Buck 컨버터는 ZVS를 만족하기 위한 ER-ZVT 회로를 추가하여 효율을 개선한다. 제안하는 컨버터는 넓은 출력전압(150-850 V)을 대응할 수 있고, $V_o=850$ V 조건에서 최대효율 97.7%를 달성하였다. 따라서 본 논문은 급속충전기로서 효율성이 높음을 검증하였다.

본 연구는 국토교통과학기술진흥원의 “고부가가치 융복합 물류 배송·인프라 혁신기술개발 사업”의 연구지원(RS-2021-KA162618)과 한국산업기술평가관리원의 “수소전기상용차용 전력변환장치 전력밀도 향상 및 차량 장착성 확보기술 개발”(No. 20018958) 연구비 지원을 받아 수행된 연구임.

참고 문헌

[1] X. Tang, Y. Xing, H. Wu and J. Zhao, "An Improved LLC Resonant Converter With Reconfigurable Hybrid Voltage Multiplier and PWM-Plus-PFM Hybrid Control for Wide Output Range Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 1, pp. 185-197, Jan. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2914945.

[2] S. Shao, H. Chen, X. Wu, J. Zhang and K. Sheng, "Circulating Current and ZVS-on of a Dual Active Bridge DC-DC Converter: A Review," in IEEE Access, vol. 7, pp. 50561-50572, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2911009.