

액티브 클램프 포워드 컨버터에 적용 가능한 경부하 효율 최적화 제어 기법

김동민*, 이영달*, 김정은**, 문건우*
한국과학기술원*, 경상대학교**

Light-load Efficiency Optimization Control Strategy for Active Clamp Forward Converter

Dongmin Kim*, Young-Dal Lee*, Chong-Eun Kim**, Gun-Woo Moon*
KAIST*, Gyeongsang National University**

ABSTRACT

본 논문은 액티브 클램프 포워드 컨버터(ACFC)에 적용 가능한 경부하 조건 효율 최적화 제어 기법을 제안한다. 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터는 경부하 조건에서 과도한 프리휠링 전류로 인해 큰 도통 손실이 발생하여 높은 효율을 기대하기가 어렵다. 제안하는 제어 방식은 복잡한 추가 회로 없이도 전도 손실을 줄이면서 경부하 효율을 유의미하게 개선할 수 있다. 제안하는 제어 방식의 실현 가능성 및 성능은 범용 AC 입력 및 65W 최대 출력에서 설계된 USB PD 어댑터 프로토타입 회로 구성을 통하여 실험 검증된다.

서론

USB PD 규격의 개발로 인해 충전 호환 기기가 확대됨에 따라 각각의 디바이스에 전용 어댑터를 사용할 필요가 없어지고 있다. 하나의 고효율 어댑터를 사용해 다수의 디바이스를 동시에 충전할 수 있다. 따라서 USB PD 어댑터는 다양한 디바이스를 대응하기 위해 넓은 입출력 전압 범위를 만족해야 한다. 또한 동시에 여러 기기를 충전할 수 있도록 다중 출력 포트를 지원해야 한다. 이처럼 다양한 출력 조건의 충전 환경을 고려하여, USB PD 어댑터는 경부하에서부터 중부하까지 넓은 부하 조건에서 높은 효율이 요구된다.^[1]

USB PD 어댑터는 비교적 고효율이 요구되기 때문에 DC/DC 변환단에 ACFC 토폴로지의 사용이 고려될 수 있다. ACFC는 플라이백 계열 컨버터에 비해 우수한 ZVS 특성 및 작은 오프셋 전류 등으로 인해 고효율 달성에 유리하다. 반면 그림 2와 같이 경부하 조건에서는 과도하게 길어진 프리휠링 구간으로 인해 효율이 저하된다.

본 논문에서는 경부하 조건에서 프리휠링 전류를 최소화할 수 있는 새로운 게이트 제어 기법을 제안한다. 그림 3과 같이, 프리휠링 구간의 중간에 스위치를 모두 끄는 턴-오프 구간을 추가한다. 이때, 클램프 전압 V_c 는 (1)과 같이 스위치 S_2 의 도통 시간에 반비례하여, 기존에 비해 증가한다. 프리휠링 구간 동안 트랜스포머의 1차 측에 V_c 가 전류 반대 방향으로 인가되기 때문에, 전류가 기존에 비해 더 가파르게 감소한다. 결과적으로 프리휠링 전류가 빠르게 영전류에 도달하여 1차측 전류가 기존에 비해 감소한다. 즉, 제안하는 제어 기법을 통해 도통 손실을 저감하여 경부하 효율을 개선할 수 있다.

$$V_c = DV_{in}/D_A \quad (1)$$

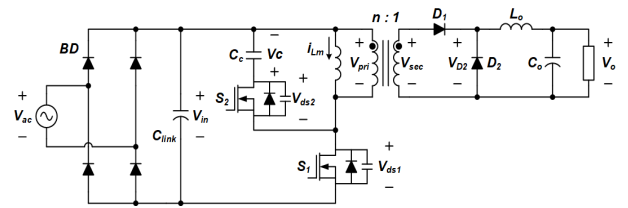


그림 1 액티브 클램프 포워드 컨버터 기반 AC/DC 컨버터 프로토타입 회로 구성

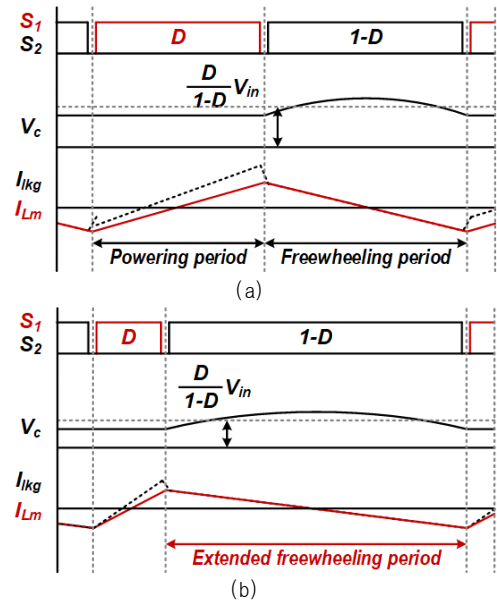


그림 2 기존 액티브 클램프 포워드 컨버터의 제어 방식 (a) 중부하 조건 동작 시, (b) 경부하 조건 동작 시

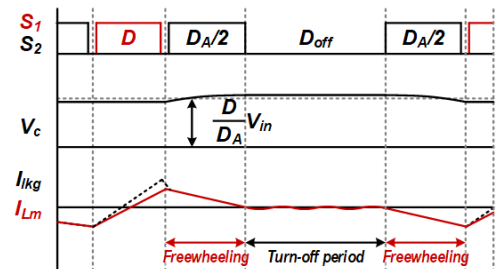


그림 3 제안하는 액티브 클램프 포워드 컨버터의 제어 방식, 경부하 조건 동작 시.

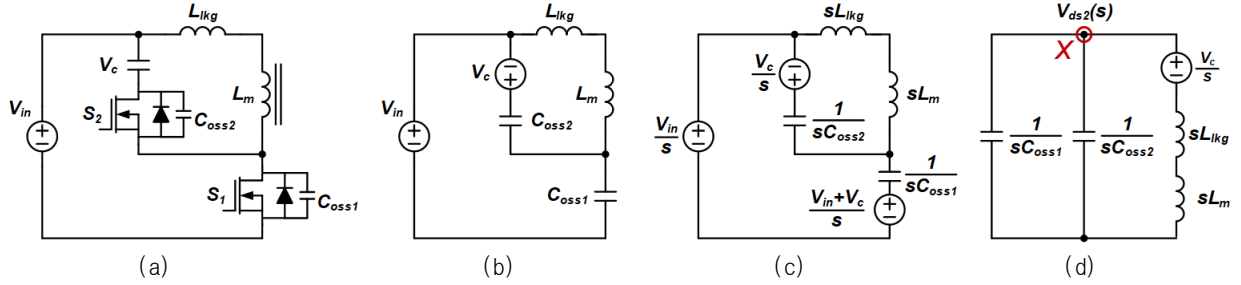


그림 4 액티브 클램프 파워드 컨버터의 1차측 회로 및 턴-오프 구간에서의 공진 성분 모델링 과정. (a) 1차측 회로, (b) 턴-오프 구간에서의 공진 성분, (c) 초기값 조건 적용 시 등가회로, (d) 공진 성분 간략화 등가회로 모델.

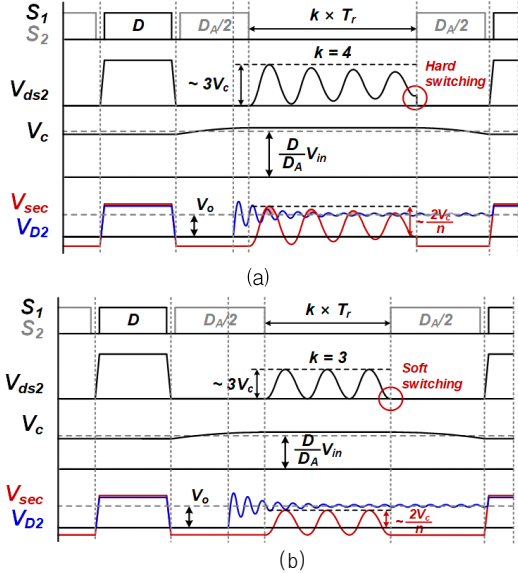


그림 5 공진 횟수에 따른 소프트 스위칭 여부. (a) 과도한 공진 횟수 설정 시, (b) 최적 공진 횟수 설정 시.

2. 제안하는 제어 기법의 특징 및 분석 결과

2.1 턴-오프 구간에서의 공진 특성

턴-오프 구간 동안에 그림 4(a)에 표시된 네 가지 성분들이 서로 공진하게 된다. 이 공진으로 인해 스위치 양단의 전압이 증감을 반복한다. i_{Lm} 전류는 영전류 근처에서 공진하여 1차측에서 도통 손실이 거의 발생하지 않는다. 그림 4(b)(c)(d)의 공진 회로 간략화 과정을 통해 V_{ds2} 의 공진식을 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$V_{ds2}(t) = V_c(1 - \cos(\omega_r t)) \quad (2)$$

$$(\omega_r = 1/\sqrt{(C_{oss1} + C_{oss2}) \cdot (L_m + L_{lk})})$$

따라서 V_{ds2} 는 이론적으로 $2V_c$ 의 진폭으로 공진한다. 하지만 실제로는 반도체 소자의 비선형적인 커패시턴스 특성으로 인해 더 큰 진폭으로 공진한다. 본 논문에서는 실제 실험값을 반영하여 공진 진폭의 크기를 $3V_c$ 로 가정한다. 이를 고려하여 트랜스퍼머 1차 측에 인가되는 최대 전압은 (3)와 같이 계산된다.

$$V_{pri(peak)} = V_{ds(peak)} - V_c \approx 2V_c (= 2DV_{in}/D_A) \quad (3)$$

2.2 설계 고려 사항

턴-오프 구간의 길이를 증가시킬수록 D_A 가 감소하고 프리휠링 전류가 더 가파르게 0에 도달한다. 따라서 턴-오프 구간의 길이를 증가시키기에 따라 1차 측 전류에 의해 발생하는 도통

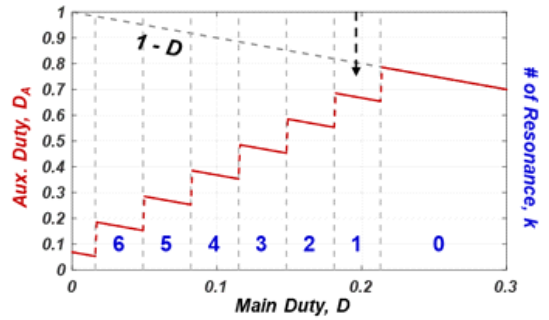


그림 6 메인 스위치의 듀티와 보조 스위치의 최적 듀티 및 최적 공진 횟수 간의 관계.

손실을 더 크게 줄일 수 있다.

$$P_{cond} = \frac{(D + D_A)}{6} \cdot i_{Lm(peak)}^2 R_{pri} \quad (4)$$

이때 D_A 는 턴-오프 구간 동안의 정수 공진 조건을 고려해서 설정해야 한다. 이를 고려하지 않고 D_A 를 임의의 값으로 할 경우, 공진이 완전히 끝나지 않은 상태에서 스위치 S_2 가 켜지며 하드 스위칭이 발생할 수 있다. 따라서 ZVS를 달성하기 위해서 D_A 는 반드시 턴-오프 구간 동안에 발생하는 공진의 주기를 고려하여 결정되어야 한다. 즉, 공진 횟수 k 와 D_A 의 관계를 나타내는 수식 (5)에서 k 는 반드시 정수여야 한다.

$$D_A = 1 - D - k \cdot (2\pi/\omega_r T_s) \quad (5)$$

위 조건을 만족할 경우, 스위치 S_2 가 양단의 전압이 밸리 지점인 곳에서 턴-온되도록 할 수 있다.

2.3 파라미터 최적화

(4)의 조건을 만족하더라도 공진 횟수를 과도하게 크게 설정할 경우 하드 스위칭이 발생해 큰 스위칭 손실이 발생할 수 있다. 따라서 이러한 관계를 고려하여, 하드 스위칭이 발생하지 않는 선에서 최적의 공진 횟수로 동작할 수 있도록 제어되어야 한다. 과도한 공진 횟수로 인한 하드 스위칭의 발생은 그림 5를 통해 설명될 수 있다.

수식 (3), (5)에 의해 공진 횟수를 늘림에 따라 D_A 는 감소하며, $V_{pri(peak)}$ 는 증가한다. $V_{pri(peak)}$ 가 2차 측에 투영된 $V_{sec(peak)}$ 는 (6)와 같이 표현할 수 있으며 역시 공진 횟수에 비례해 증가하는 관계를 갖는다.

$$V_{sec} = V_{pri(peak)}/n = 2DV_{in}/nD_A \quad (6)$$

공진 횟수를 과도하게 크게 할 경우, 그림 5(a)와 같이 V_{sec} 가 2차 측 다이오드 D_2 의 양단 전압 V_{D2} 보다 커지게 될 수 있다. 이 경우, 다이오드 D_1 은 턴-오프 구간

표 1 USB PD 어댑터용 프로토타입 컨버터 설계 요약

입력 조건	Universal	최대 출력 조건	65W, 20V
Bridge diode	GBL406 (600V, 4A)	Transformer	PQ20/20 45:9, 630μH
Main switch, S_1	IPP60R125C6 (650V, 125mΩ)	Output inductor, L_o	CH172060 20μH
Clamp switch, S_2	IPP60R520C6 (650V, 520mΩ)	Clamp capacitor, C_c	220nF
Rectifier diodes, $D_{1,2}$	FCQ10A06 (60V, 10A)	Output capacitor, C_o	400μF

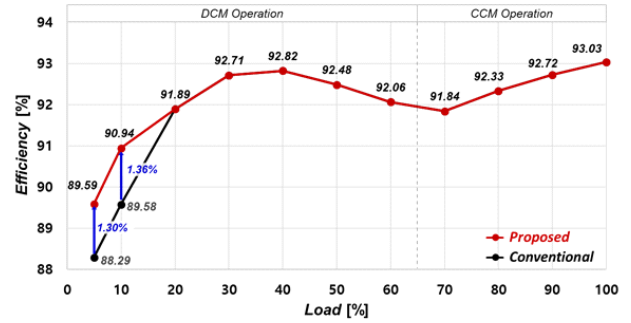


그림 8 기존 제어 방식 및 제안 제어 방식 적용 시 프로토타입 컨버터의 측정 효율 (115V_{ac} 입력 전압 조건).

3. 실험 결과

제안하는 제어 방식은 Universal 입력, 65W / 20V 출력 사양의 프로토타입을 활용한 실험 환경을 통해 검증되었다. 그림 7은 기존 및 제안하는 제어 기법을 경부하 조건에서 동작시켰을 때의 파형이다. 10% 부하 조건에서 기존 제어 기법을 용했을 때 1차 측 전류의 크기는 387mA_{rms}이지만, 제안하는 제어 기법을 적용했을 때 334mA_{rms} 정도로 감소함을 확인하였다.

115V_{ac} 입력 조건에서 측정된 효율은 그림 8과 같다. 20퍼센트 이상의 중부하 조건에서는 기존 제어 기법과 제안하는 제어 기법이 완전히 동일하게 동작하기 때문에 효율 또한 같다. 하지만 20퍼센트 이하의 경부하 조건에서는 제안하는 제어 기법을 통해 효율을 향상시킬 수 있다. 115V_{ac} 입력, 경부하 조건에서 1.3퍼센트 이상의 효율 개선을 달성할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서 액티브 클램프 포워드 컨버터의 경부하 효율 향상을 위한 새로운 제어 기법을 제안한다. 제안하는 제어 기법은 기존 제어 기법의 프리휠링 모드 중간에 스위치를 모두 꺼주는 턴-오프 구간이 추가된다. 제안하는 제어 기법을 통해 1차 측에서 발생하는 도통 손실을 줄일 수 있다. 20퍼센트 이하의 경부하 조건에서는 제안하는 제어 기법을 통해 효과적으로 효율을 향상시킬 수 있다. 115V_{ac} 입력 조건에서 약 1.3퍼센트의 효율 개선이 가능함을 실험을 통해 검증하였다.

이 논문은 2019년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단-에너지클라우드기술개발사업의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2019M3F2A1072469)

참고 문헌

- [1] S. Xu, T. Zhang, Y. Yao, and W. Sun, "Power loss analysis of active clamp forward converter in continuous conduction mode and discontinuous conduction mode operating modes," IET Power Electron., vol. 6, no. 6, pp. 1142 - 1150, 2013.
- [2] S. Yang, Z. Qian, Q. Ouyang, and F. Z. Peng, "An improved active-clamp ZVS forward converter circuit," Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC, pp. 318 - 322, 2008.

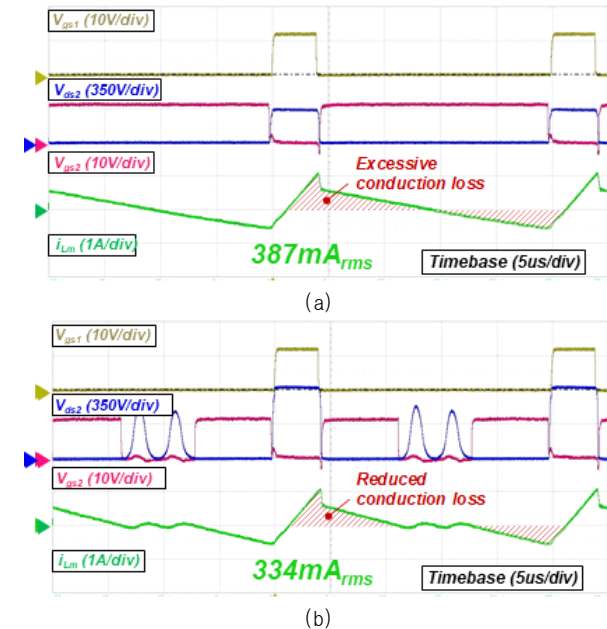


그림 7 10퍼센트 부하 조건 실험 파형 (115V_{ac} 입력 전압)
(a) 기존 제어 기법 적용, (b) 제안 제어 기법 적용

동안에 도통 조건을 만족하게 된다.

D_1 이 도통하면 V_{sec} 는 V_{D2} 에 의해 클램프된다. 즉, V_{sec} 의 공진 진폭이 점차 줄어들게 된다. 이 영향으로 V_{ds2} 역시 공진 에너지가 점차 감소되며, 그림 5(a)와 같이 V_{ds2} 가 빨리 지점에서 영전압에 도달하지 못하게 되기 때문에 ZVS를 달성할 수 없다. 따라서 ZVS의 달성을 위해서는 턴-오프 구간 동안에 (7)과 같이 V_{sec} 가 V_{D2} 보다 낮은 상태를 유지해야 한다.

$$V_{sec} < V_{D2} (\approx V_o) \quad (7)$$

이를 공진 횟수에 대한 수식으로 변환하고 정수 공진 조건을 적용하면 (8), (9)와 같다.

$$k < (1 - D - \frac{2DV_{in}}{nV_o}) \cdot \frac{T_s}{T_r} \quad (8)$$

$$k = \text{floor}[(1 - D - \frac{2DV_{in}}{nV_o}) \cdot \frac{T_s}{T_r}] \quad (9)$$

(9)에서 구한 최적 공진 횟수 k 를 (4)에 대입하여 최적 D_A 값을 계산할 수 있다. 각 스위치의 듀티비와 최적 공진 횟수 간의 관계를 그림 6과 같이 나타낼 수 있다. 이 조건에서 컨버터가 구동될 경우, 그림 5(b)와 같이 하드 스위칭이 발생하지 않는 선에서 최대한 도통 손실을 줄일 수 있다.