

전압 스트레스를 고려한 단일 스위치 공진형 컨버터의 설계

이경환, 정의훈, 한용수, 하정익
서울대학교, 전기정보공학부

Design of Single-Switch Resonant Converter Considering Voltage Stress

Kyung Hwan Lee, Euihoon Chung, Yongsu Han, and Jung Ik Ha
Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University

ABSTRACT

본 논문은 단일 스위치 공진형 컨버터에서 스위치의 전압 스트레스를 줄이는 설계 방법을 소개한다. 일반적으로 단일 스위치 공진형 컨버터는 입력 전압 대비 높은 전압이 스위치에 걸리므로 높은 입력 전압 응용에 제약이 있다. 따라서 본 논문에서는 스위치의 피크 전압을 줄이고자 3차 고조파를 주입한 전압 모양을 만들도록 스위치 주변의 LC 공진 회로를 설계한다. 이 설계 방식을 이용하면 영전압 스위칭이 가능할 뿐만 아니라 전압 스트레스를 입력 전압의 2.2배 정도로 줄일 수 있다. 또한, 설계 원칙에 따라 여러 토폴로지가 유도되며, 설계 예시를 통해 제안된 설계 방식의 효율성을 실험적으로 입증한다.

1. 서론

컨버터의 스위칭 주파수를 높이는 것은 전력밀도의 증가와 제어 성능의 향상을 위해 꾸준히 연구되어 왔다. 특히, 최근에는 GaN 소자를 이용한 높은 스위칭 주파수의 컨버터에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 스위칭 주파수를 올리는 것은 여러 장점에도 불구하고 그 반대급부로 스위칭 손실이 증가하므로 제한이 있다. 따라서 스위칭 주파수를 높이기 위해서는 QRC(quasi resonant converter)나 MRC(multi resonant converter)처럼 스위칭 손실을 줄이는 영전압 스위칭이 필요하다. 그 중 단일 스위치 영전압 스위칭 컨버터는 브릿지 타입에 비해 게이트 구동 회로를 간단히 할 수 있다는 장점이 있지만, 스위치에 걸리는 전압 스트레스가 크므로 높은 전압 응용에는 사용할 수 없다는 한계가 있다.^[1] 기존에는 전압 스트레스를 줄이기 위해 단순히 스너버 회로가 사용되거나 class F^[2]와 class Φ_2 ^[3]처럼 class E에서 변형된 토폴로지가 제안되었다. 특히, 이 변형된 토폴로지의 공통된 특징은 고조파에 공진 주파수가 맞춰진 LC 회로를 직렬 또는 병렬로 추가적으로 달아서 그 고조파 성분을 스위치 전압에 주입하거나 제거함으로써, 피크가 낮은 구형파와 비슷하게 전압 파형을 만드는 것이다.

본 논문에서는 class F와 class Φ_2 에서 이용한 임피던스 설계 방식을 기반으로 영전압 스위칭을 하는 동시에 스위치 전압 파형을 구형파와 유사하게 만들으로써 전압 스트레스를 입력 전압의 2.2배 정도로 줄이는 설계 방법을 소개한다. 또한, 이 설계 원칙에 부합하는, 인덕터 2개와 캐패시터 2개를 사용한 LC 공진 회로로부터 새로운 토폴로지를 유도하고 제안된 설계 방법의 실현 가능성과 효율성을 실험적으로 검증하였다.

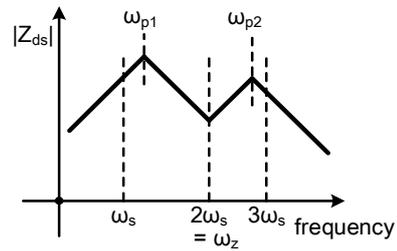


그림 1 영전압 스위칭과 유사 구형파 스위치 전압 파형을 위한 드레인-소스 단에서 바라본 임피던스의 크기
Fig. 1 Impedance seen at the drain-source terminal to achieve ZVS and quasi-trapezoidal waveform

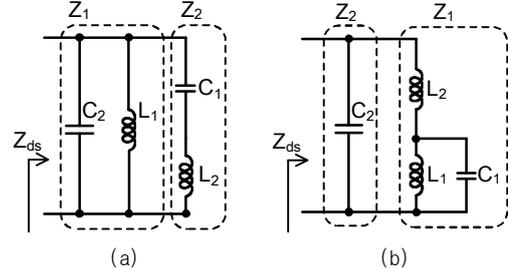


그림 2 그림 1의 임피던스 모양을 가진 LC 공진 회로 조합
Fig. 2 Possible LC networks which exhibit the impedance as described in Fig. 1

2. 제안된 설계 방법과 토폴로지 유도

스위치가 꺼졌을 때 스위치 전압의 파형은 드레인 소스 단에서 바라본 임피던스, Z_{ds} 가 가진 극점(pole)과 영점(zero)에 의해 결정된다. 기존에 class F와 class Φ_2 토폴로지에서는 기본파와 홀수 고조파에서는 Z_{ds} 의 크기를 크게 하고, 짝수 고조파에서는 이를 작게 함으로써 홀수 고조파 성분은 두드러지고, 짝수 고조파 성분은 억제된 유사 구형파의 스위치 전압 모양을 만든다. 따라서 제안된 설계 방법에서도 극점 2개를 각각 기본파와 3차 고조파 근처에, 영점 ω_z 는 2차 고조파에 위치시킨다. 그런데 영전압 스위칭이 가능하려면 스위칭 주파수 ω_s 에서 Z_{ds} 가 유도성(inductive)이어야 하므로 그림 1처럼 기본파 근처의 극점, ω_{p1} 은 기본파(스위칭 주파수)보다 커야 한다. 또한, 피크 전압을 줄이기 위해서는 3차 고조파에서 Z_{ds} 가 용량성(capacitive)이어야 하며 Z_{ds} 의 크기가 기본파에서보다 작아야 한다. 즉, 나머지 하나의 극점, ω_{p2} 는 $3\omega_s$ 보다 작아야 한다.

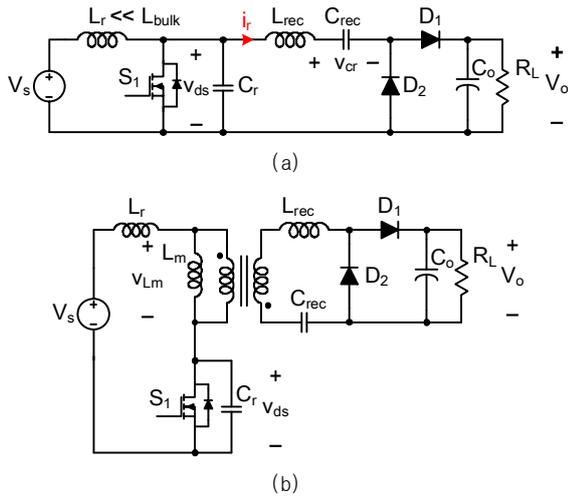


그림 3 그림 2로부터 유도된 컨버터 토폴로지: (a) 제안된 class E 컨버터 설계, (b) 절연형 공진형 컨버터
 Fig. 3 Converter topologies from Fig. 2: (a) Proposed design of class E dc-dc converter, (b) Isolated resonant dc-dc converter

그림 2는 그림 1의 임피던스 모양을 가지도록 최소한의 소자 개수, 인덕터 2개와 캐패시터 2개를 이용한 LC 공진 회로 조합을 보여준다. 여기서 C_2 는 스위치의 출력 캐패시턴스, C_{oss} 를 흡수하거나 그 자체를 이용할 수도 있다. 그림 2로부터 새로운 class E 컨버터의 설계(그림 3(a))와 절연형 공진형 컨버터 토폴로지 유도(그림 3(b))가 가능하다. 그림 3(a)에서 4개의 L, C를 설계하는 방법은 다음과 같다. 1) L_{rec} , C_{rec} 회로의 공진 주파수는 Z_{ds} 의 영점을 고려해 2차 고조파에 맞추고, Q 인자(quality factor), Q_r 값은 컨버터가 원하는 출력 전력을 내도록 근사적으로 정한다. 그러면 L_{rec} 와 C_{rec} 는 다음과 같이 결정된다.

$$L_{rec} = \frac{R_{ac} Q_r}{2\omega_s}, \quad C_{rec} = \frac{1}{2\omega_s R_{ac} Q_r} = \frac{1}{4\omega_s^2 L_{rec}} \quad (1)$$

여기서 R_{ac} 는 반파 정류회로를 ac 등가 저항으로 모델링한 것이다. 그리고 나서 2) Z_{ds} 의 극점 2개가 그림 1에서처럼 정해진 위치($\omega_{p1} = k_1 \omega_s$, $\omega_{p2} = k_2 \omega_s$)에 있도록 L_r 과 C_r 을 정한다.

$$L_r = \frac{4(k_1^2 + k_2^2) - k_1^2 k_2^2 - 16}{4k_1^2 k_2^2 \omega_s^2 C_{rec}}, \quad C_r = \frac{4}{k_1^2 k_2^2 \omega_s^2 L_r} \quad (2)$$

이와 비슷한 방식으로 그림 3(b)의 절연형 공진형 컨버터도 설계가 가능하다.

표 1 Class E와 절연형 공진형 컨버터의 설계 사항

Table 1 Specifications of the proposed converters in Fig. 3

	그림 3(a)	그림 3(b)
입력 전압	50 [V]	100 [V]
출력 전압	19 [V]	19 [V]
정격 출력 전력	20 [W]	65 [W]
스위칭 주파수	10 [MHz]	1 [MHz]
L_r	125 [nH]	509 [nH]
C_r	850 [pF]	6.48 [nF]
L_{rec}	104 [nH]	127 [nH]
C_{rec}	610 [pF]	28.9 [nF]
L_m		1.33 [μ H]

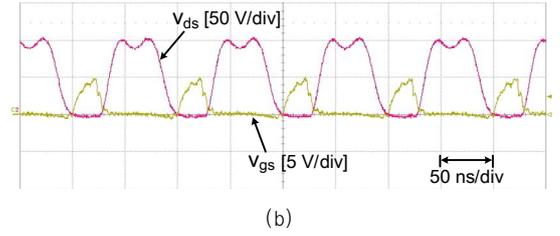


그림 4 제안하는 class E 컨버터의 스위칭 파형 (v_{gs} 와 v_{ds})
 Fig. 4 Experimental waveform of the proposed class E converter (v_{gs} 와 v_{ds})

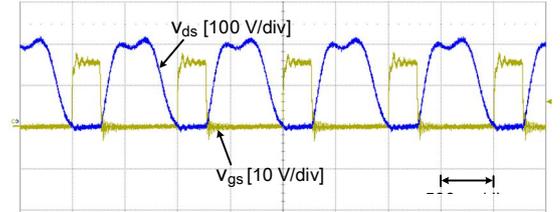


그림 5 제안하는 절연형 컨버터의 스위칭 파형 (v_{gs} 와 v_{ds})
 Fig. 5 Experimental waveform of the proposed isolated resonant converter (v_{gs} 와 v_{ds})

3. 실험 결과

표 1은 제안된 컨버터 토폴로지(그림 3 참조)의 설계 사항을 정리한 것이다. 그림 4와 5는 각각 10 MHz class E 컨버터와 1 MHz 절연형 공진형 컨버터의 실험 파형으로 영전압 스위칭이 일어나는 것과 유사 구형파의 스위치 전압 모양을 확인할 수 있다. 이때 스위치의 피크 전압은 class E 컨버터와 절연형 컨버터가 각각 105 V, 210 V로 입력 전압의 2.2배 정도이다.

4. 결론

본 논문에서는 단일 스위치 공진형 컨버터의 전압 스트레스를 줄이는 설계를 제안하였다. 기존의 단일 스위치 공진형 컨버터는 스위치의 피크 전압이 입력 전압의 4배 정도에 달한다. 이를 해결하기 위해 본 논문은 스위치 전압 모양을 유사 구형파로 만드는 임피던스 설계 방식을 기반으로, 가능한 LC 공진 회로를 조합하고 이것으로부터 새로운 토폴로지를 유도하였다. 설계 예시의 실험 결과를 통해 제안된 단일 스위치 공진형 컨버터가 영전압 스위칭을 유지하면서도 스위치의 전압 스트레스는 입력 전압의 2.2배 정도로 줄어든 것을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] M. M. Jovanovic, "Merits and limitations of resonant and soft switched converters", Proceedings of IEEE Telecommunications Energy Conference, pp. 51-58, 1992.
- [2] F. H. Rabb, "Class F power amplifiers with maximally flat waveforms", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 45, No. 11, pp. 2007-2012, 1997.
- [3] J. M. Rivas, O. Leitermann, Y. Han, and D. J. Perreault, "A very high frequency DC DC converter based on a class Φ_2 resonant inverter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 10, pp. 2980-2992, 2011.