

역률개선용 부스트 컨버터의 고효율을 위한 새로운 무손실 스너버

유철희, 한상규, 노정욱, 홍성수, 사공석진, 이효범*
국민대학교 전력전자 연구소, *삼성전기(주) P&M 사업부

A New Lossless Snubber for High Efficiency Power Factor Correction Boost Converter

Cheol-Hee Yoo, Sang-Kyoo Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong,
Sug-Chin Sakong, Hyo-Bum Lee*

Kookmin University Power Electronics Center, *Samsung Electro-Mechanics Co., LTD

ABSTRACT

기존 역률 개선용 부스트 컨버터는 주 스위치의 전도 및 차단 시 전압과 전류의 중첩에 따른 큰 스위칭 손실과 다이오드 역회복 특성에 의한 소자 발열 및 서지 전류 발생으로 인해 시스템 효율과 신뢰성 측면에서 심각한 문제점이 존재한다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 본 논문에서는 새로운 무손실 스너버를 제안하며, 제안된 회로의 분석을 수행하고, 600W급 시작품을 이용한 실험적 분석을 통해 그 우수성을 검증한다.

1. 서 론

일반적인 전원장치는 상용 라인(90~264V_{rms})으로부터 입력을 받아 고조파 규제 회피를 위한 역률 개선용 컨버터를 통하여 직류 전압을 생성하고 직류전력 변환기를 거쳐 원하는 전압을 얻을 수 있도록 구성된다. 보편적으로, 이러한 역률 개선을 위한 전원 회로로써 부스트 컨버터가 널리 이용된다. 부스트 컨버터는 전압 승압이 용이하고, 상용 라인 입력에 대한 필터 인덕터가 존재하여, 전파 정류단을 거쳐 들어오는 입력 전력의 고조파와 노이즈 제거에 우수하다. 그러나 역률 개선용 컨버터를 고효율, 고 신뢰성화 하기 위해서는 고조파 및 입력력 필터 사이즈 저감을 위한 높은 스위칭 주파수 운전이 필요하고 이에 따라 수반되는 스위칭 손실과 다이오드의 역회복 특성에 의한 도통 손실의 증가가 우려된다.

본 논문에서는 기존 역률 개선용 부스트 컨버터를 CCM(Continuous Current Mode)으로 구동할 때에 발생하는 높은 스위칭 손실과 다이오드의 역회복 특성에 의한 도통 손실을 최소화 할 수 있는 새로운 무손실 스너버를 제안하고, 이론 및 실험적 분석을 통해 검증한다.

2. 제안된 무손실 스너버

2.1 제안된 무손실 스너버 회로

[그림 1, 2] 는 제안된 무손실 스너버 회로를 나타낸다. 회로에서 점선으로 나타낸 부분이 제안된 무손실 스너버이다. 제안 회로 'A'에서 부스트 컨버터의 승압용 인덕터 L_m 에 보조전선을 연결하고, 다이오드 2개와 커패시터 2개 인덕터 1개로 구성되어 있으며, 주 스위치의 턴 온, 턴 오프 스너빙 동작은 무손실 스너버로 구현된 회로이다. 제안 회로 'B'는 제안 회로 'A'와 턴 온 스너빙 동작은 무손실 동작으로 동일하지만 턴 오프 스

너빙 동작은 간단한 손실 스너버로 구현된다. 각 회로의 특징으로는, 제안 회로 'A'가 턴 오프 시 스너버 캐패시터에 저장된 에너지를 주 스위치 턴 온 시 보조 인덕터와 공진에 의해 입력측으로 회생하므로 순환전류가 존재하고 전류 스트레스가 다소 큰 반면, 제안 회로 'B'는 턴 오프 시 스너버 캐패시터에 저장된 에너지를 회생하지 않고 스너버 저항에 의해 소모시킴으로 전류 스트레스는 작으나 전력소모가 항상 존재한다. 따라서 제안회로 'B'는 'A'에 비해 효율이 다소 낮은 특징이 있다.

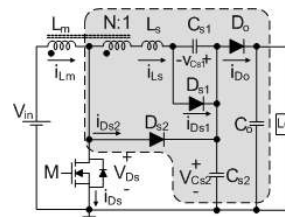


그림 1 제안 회로 'A'

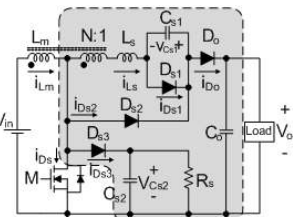


그림 2 제안 회로 'B'

2.2 제안된 무손실 스너버 회로의 동작모드 해석

[그림 3]과 같이 제안 회로 'A'는 7개의 동작 모드로 나뉜다. [그림 4]에 제안 회로 'A'의 주요 전압 및 전류 파형을 도시하였다.

(a) 모드 1 ($t_0 \sim t_1$) : 주 스위치 M이 턴 온 된 상태로, 입력 전원 V_{in} 으로부터 승압용 인덕터 L_m 에 에너지가 저장되는 구간이며, 다이오드 D_0 가 턴 오프 되면서 커패시터 C_{s2} 에 충전되어 있던 전압은 L_s 와 공진을 통해 방전을 시작하게 되며, 커패시터 C_{s1} 은 충전되기 시작한다. 이 모드의 끝은 C_{s2} 의 전압이 영으로 떨어진 시점이다. 이 모드는 C_{s1} 과 C_{s2} 의 크기에 의해 2가지 경우가 존재한다.

1) $C_{s1} > C_{s2}$: L_s 와 C_{s1} 의 공진 전류가 0이 되기 전에 C_{s2} 의 양단 전압이 0이 되어 다이오드 D_{s2} 가 도통되고, L_s 에 흐르던 전류에 의해 C_{s1} 의 전압이 결정된다.

2) $C_{s1} < C_{s2}$: C_{s1} 의 양단 전압은 커패시터 C_{s2} 의 크기에 비례하므로, D_{s1} 의 전압 스트레스는 1)에 비해 커지게 되고, L_s 와 C_{s1} 의 공진에 의해 전류가 0으로 떨어지더라도 C_{s2} 에 에너지가 남아있어 C_{s1} 에 계속해서 에너지를 공급하게 된다. 그렇게 되면 스위치 M이 ON이 된 상태에서 출력 다이오드 D_0 를 턴 온 시키는 상황이 발생하게 되어 불필요한 전력 손실이 발생하게 된다. 따라서 $C_{s1} > C_{s2}$ 인 경우만 고려한다. 주요 수식은 다음과 같다.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} \left(1 + \frac{1}{N} \right) - \frac{V_o + \frac{V_i}{N}}{Z_1} \frac{1}{N} \sin \omega_1 t \quad (1)$$

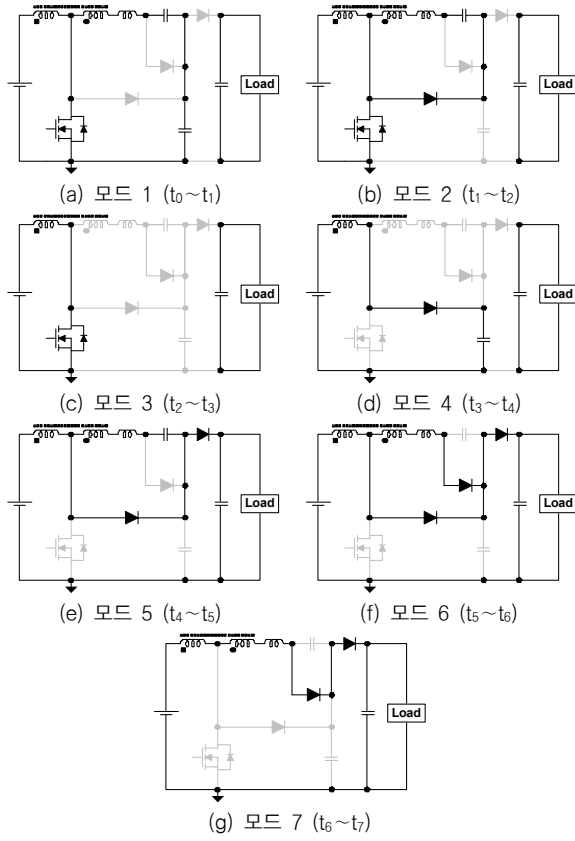


그림 3 각 모드 별 회로 동작

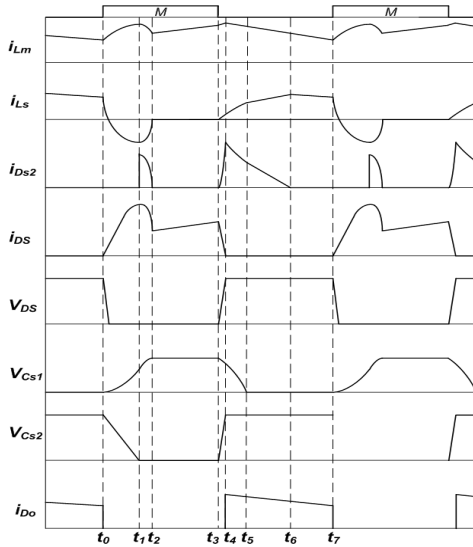


그림 4 제안 회로 'A'의 주요 전압 및 전류 파형

$$i_{Ls}(t) = -\frac{V_o + \frac{V_i}{N}}{Z_1} \sin \omega_1 t + I_{Ls1} \quad (2)$$

$$V_{Cs1}(t) = \frac{C_{eq}}{C_{s1}} \left(V_o + \frac{V_i}{N} \right) (1 - \cos \omega_1 t) \quad (3)$$

$$V_{Cs2}(t) = V_o - \frac{C_{eq}}{C_{s1}} \left(V_o + \frac{V_i}{N} \right) (1 - \cos \omega_1 t) \quad (4)$$

여기서 I_{Ls1} 은 t_0 일때 인덕터 L_s 의 초기전류, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}}$, $C_{eq} = C_{s1} || C_{s2}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}}$ 이다.

(b) 모드 2 ($t_1 \sim t_2$) : 주 스위치 M이 턴 온 된 상태로, 입력 전압 V_{in} 으로부터 승압용 인덕터를 거쳐 보조 권선에 V_{in}/N 전압이 걸리게 되는데, 이 전압을 중심으로 인덕터 L_s 와 커패시터 C_{s1} 의 루프를 형성한다. 이 구간은 인덕터 L_s 와 커패시터

C_{s1} 의 반주기 공진 후, 전류가 영으로 떨어진 시점에서 끝나게 된다. 주요 수식은 다음과 같다.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} + \frac{V_i}{L_m} t + \frac{V_i}{N Z_2} \sin \omega_2 t \quad (5)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{V_i}{N Z_2} \sin \omega_2 t \quad (6), \quad V_{Cs1}(t) = \frac{V_i}{N} (1 - \cos \omega_2 t) \quad (7)$$

여기서 I_{Lm1} 은 t_1 일때의 인덕터 L_m 의 초기 전류, $Z_2 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{s1}}}$, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{s1}}}$ 이다.

(c) 모드 3 ($t_2 \sim t_3$) : 주 스위치 M이 턴 온 되어 있는 상태이며, 출력 전력은 커패시터 C_o 에서 공급 받는다. 이 모드는 주 스위치 M이 턴 오프되는 시점에서 끝나게 된다.

(d) 모드 4 ($t_3 \sim t_4$) : 주 스위치 M이 턴 오프 되며, 인덕터 L_m 을 통해 커패시터 C_{s2} 로의 전압이 충전되는 구간이다. $V_m - L_m - C_{s1} - L_s - D_o - C_o$ 의 경로를 통해 출력으로 전력이 전달 된다. 이 모드는 2가지 모드로 나뉘게 된다.

- 1) V_{Cs1} 가 완전히 방전 되기 전에 C_{s2} 가 V_o 로 충전된 경우
- 2) V_{Cs1} 가 완전히 방전 된 후에도 C_{s2} 가 V_o 로 충전되지 않은 경우.

위의 2가지 경우에서 2)는 식(3)에 의해 D_{s1} 의 전압 스트레스가 커지고, D_{s1} 을 통해서 C_{s2} 에 충전되는 경로가 발생하여 불필요한 전력 손실을 피할 수 없다. 따라서 1)경우만 고려하겠다.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} \cos \omega_3 t + \frac{V_i}{Z_3} \sin \omega_3 t \quad (8)$$

여기서 I_{Lm1} 은 t_2 시점에서 인덕터 L_m 에 흐르는 초기전류, $Z_3 = \sqrt{\frac{L_m}{C_{s2}}}$, $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{s2}}}$ 이다.

(e) 모드 5 ($t_4 \sim t_5$) : 두 개의 루프를 통해 출력으로 전력 전달이 되는 구간이다. 입력 V_{in} 을 중심으로 $V_{in} - L_m - L_s - C_{s1} - D_o - C_o$ 와 $V_{in} - L_m - D_{s2} - D_o - C_o$ 의 두 개의 전력 전달 경로(Commutation Period)가 형성된다. 이 모드는 커패시터 C_{s1} 의 전압 V_{Cs1} 이 0이 될 때 끝나게 된다.

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls} \cos \omega_1 t + \frac{V_{Cs1} + \frac{1}{N} (V_o - V_i)}{Z_1} \sin \omega_1 t \quad (9)$$

$$V_{Cs1}(t) = V_{Cs1} - \left\{ V_{Cs1} + \frac{1}{N} (V_o - V_i) \right\} (1 - \cos \omega_1 t) + Z_1 \cdot I_{Ls} \sin \omega_1 t \quad (10)$$

여기서 V_{Cs1} 은 t_4 시점에서의 C_{s1} 의 양단 전압, I_{Ls} 는 t_4 시점에서 인덕터 L_s 로 흐르는 전류, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{s1}}}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{s1}}}$ 이다.

(f) 모드 6 ($t_5 \sim t_6$) : 커패시터 C_{s1} 의 전압이 방전을 하여 양단 전압이 영으로 떨어지게 되면 병렬로 연결된 다이오드 D_{s1} 이 턴 온하게 되어 전력 전달 경로는 다이오드 D_{s1} 을 통과하는 경우로 바뀌게 된다. 이 모드의 끝은 다이오드 D_{s2} 로의 경로가 차단될 때이다.

(g) 모드 7 ($t_6 \sim t_7$) : 전력 전달이 $V_{in} - L_m - L_s - C_{s1} - D_o - C_o$ 의 경로로 이루어지며, 이 모드의 끝은 주 스위치가 턴 온할 때 이다. 주요 수식은 다음과 같다.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_o - V_i}{L_s + L_m (1 + \frac{1}{N})^2} t + \frac{I_{Lm1} (L_m (1 + \frac{1}{N})^2 - L_s)}{L_s + L_m (1 + \frac{1}{N})^2} \quad (11)$$

여기서 I_{Lm1} 은 t_6 에서 인덕터 L_m 의 초기전류이다.

제안회로 'B'는 턴 오프 스너빙 동작시 제안회로 'A' 동작모드 4,5 대신 [그림 5]의 동작을 하게 된다.

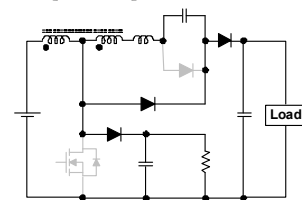


그림 5 제안 회로 'B' 동작모드 4

3. 실험 결과

3.1 제안 회로 'A'

제안된 회로의 검증을 위하여 다음과 같은 입출력 사양을 이용하여 실험을 실시하였다.

- 입력전압 range : 90~264V(free volt)
- 출력전압 V_o : 380V
- 출력전류 I_{o_max} : 1.5A

[그림 6]은 C_{s1} , C_{s2} 값의 선정을 위한 효율곡선을 도시하였다. C_{s2} 값이 커질수록 순환전류의 증가로 인하여 손실이 증가하게 되어 효율이 떨어지게 됨을 확인할 수 있다.

표 1 제안 회로 'A'에 사용된 소자 및 정수 값

종류	Mark	소자
다이오드	D_{s1} , D_{s2} , D_o	FSU10U60 (600V/10A)
스위치	M	SPW47N60 (600V/47A)
캐패시터	C_{s1}	33nF
	C_{s2}	1nF
	C_o	660uF(450V)
인덕터	L_m	400uH
	L_s	3.7uH
보조권선 턴 비	$n_1:n_2$	53:4

[그림 7]에 상기 사양에 따른 회로 내 주 스위치 M의 양단 전압 및 전류의 파형을 나타내었다. 턴 온 시 전압과 전류가 교차되는 구간이 거의 없어 영전압 스위칭 동작을 하고 있으며, 턴 오프 시에도 100nsec의 짧은 기간 동안 전압과 전류가 겹치므로 스위칭 손실이 작다. 따라서, PFC 부스트 컨버터의 주 스위치와 다이오드에 손실 스너버만 사용한 기존방식의 경우 92%의 효율과 79°C의 발열을 보인 반면 제안회로 'A'의 경우 94.51%의 효율과 71°C의 우수한 발열 특성을 보임을 확인할 수 있었다.

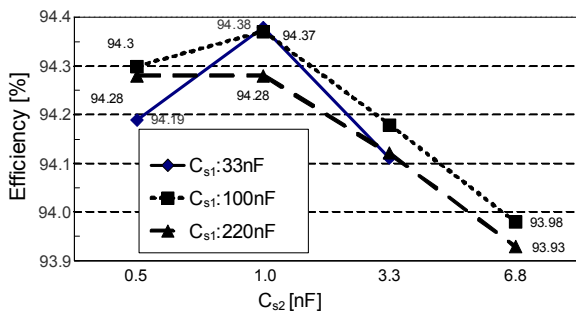


그림 6 제안 회로 'A' C_{s1} , C_{s2} 값에 따른 효율

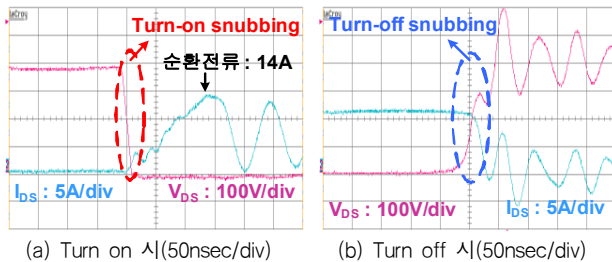


그림 7 제안 회로 'A' 주 스위치 전압 및 전류 파형

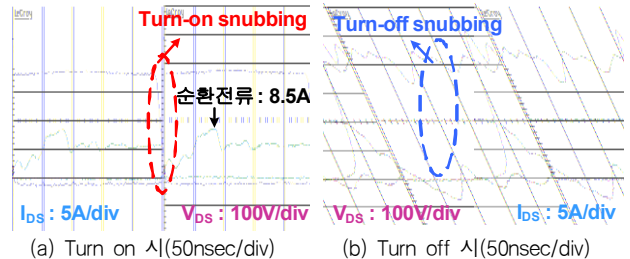
3.2 제안 회로 'B'

제안 회로 'A'의 검증과 동일한 조건으로 실험을 실시하였고, 실험에 사용된 소자는 아래 표와 같다.

표 2 제안 회로 'B'에 사용된 소자 및 정수 값

종류	Mark	소자
다이오드	D_{s1} , D_{s2} , D_o	FSU10U60 (600V/10A)
스위치	M	SPW47N60 (600V/47A)
캐패시터	C_{s1}	220nF
	C_{s2}	10nF
	C_o	660uF(450V)
스너버 저항	R_s	100k
인덕터	L_m	400uH
	L_s	3.7uH
보조권선 턴 비	$n_1:n_2$	53:4

[그림 8]에 주 스위치 M의 전압과 전류 파형을 나타내었다. 제안 회로 'A'와 마찬가지로 턴 온 시에는 전압과 전류가 교차하는 구간이 매우 작아 영전압 스위칭 동작이 가능하고, 턴 오프 시에는 약 100nsec의 매우 짧은 기간 동안 전압과 전류가 겹치게 되어 스위칭 손실이 작다. 스위치 턴 온 시에 주 스위치에 흐르는 순환 전류 8A로 제안 회로 'A'와 비교해보면 5.5A 정도 적게 흐르는 것을 확인할 수 있다. 효율은 제안 회로 'A'와 마찬가지로 기존 손실 스너버에 비해 2.25% 정도 개선된 94.25% 효율과 71.7°C를 얻을 수 있었다.



(a) Turn on 시(50nsec/div) (b) Turn off 시(50nsec/div)

그림 8 제안 회로 'B'의 주 스위치 전압 및 전류 파형

4. 결론

본 논문에서는 역률 개선을 위한 부스트 컨버터의 새로운 무손실 스너버에 관한 연구를 하였다. PFC용 부스트 컨버터의 출력단 전력이 높아짐에 따라 스위치 턴 온 및 턴 오프 시 발생하는 스위칭 손실, 다이오드의 역회복 특성에 의한 스위칭 및 다이오드의 발열 등의 문제점을 갖는다. 제안 회로 'A'는 턴 온 및 턴 오프 시에 영전압 스위칭을 보장할 수 있고, 제안 회로 'B'는 턴 온 시에는 무손실 스너빙 동작을 하고, 턴 오프 시에는 손실 스너빙을 하게 되어 위의 문제점을 개선한다. 각 제안된 회로의 장점으로 'A'가 턴 오프 및 턴 온 일 때에도 무손실 스너빙이 가능하고, 'B'는 턴 오프 일때 손실 스너빙 회로로 인하여 주 스위치 턴 온 시 스위치로 순환하는 전류가 'A'에 비하여 작아짐을 확인할 수 있었다. 제안된 회로를 사용하여 효율 개선 및 발열 저감 효과를 기대할 수 있고, 영전압 스위칭이 가능하게 되어 EMI저감이 가능하다.

이 논문은 삼성전기(주)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] Chern-Lin Chen, "passive lossless Snubbers for Nonisolated PWM DC/DC converters", IEEE 1998
- [2] Brian T. Irving, "Analysis, Design, and Performance Evaluation of Flying-Capacitor Passive Lossless Snubber Applied to PFC Boost converter" : IEEE 2002