

0.5보다 큰 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버 설계

姜正一*, 韓翔圭, 尹鉉基, 金正恩, 尹明重, 金倫鎬

Design of Non-Dissipative Snubber for Current-Fed Half-bridge Converter Operating at Duty Ratio above 0.5

Jeong-il Kang, Sang-Kyoo Han, Hyun-ki Yun, Chong-Eun Kim,
Myung-Joong Youn, and Youn-Ho Kim

요 약

전류원 브릿지 회로방식은 전압원 회로방식에 비해 스위치 차단 시 발생하는 전압 스파이크에 연루되는 에너지가 커 고효율로 동작하는 무손실 스너버가 필수적인데, 이 스너버는 그 동작원리가 복잡하고 동작조건이 바뀔 때 성능의 변동이 심하여 설계가 어려운 문제가 있다. 본 논문에서는 0.5 이상의 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 위한 무손실 스너버의 동작을 완전히 분석하고 설계사항에 대해 고찰한 뒤 실험을 통해 검증한다.

ABSTRACT

Since the switching device of current-fed bridge-type topology suffers from turn-off voltage spikes associated with larger energy than that of voltage-fed topology, a high-efficiency non-dissipative snubber is considered essential. However, the complicated operation and the capricious performance according to various conditions make the design of the non-dissipative difficult. In this paper, the non-dissipative snubber employed in the current-fed half-bridge converter operating at a duty ratio above 0.5 is completely analyzed and the design considerations are discussed. Some design examples and the experimental results are provided to confirm the analysis and design presented in this paper.

Key Words : Non-dissipative snubber, Current-fed half-bridge converter

1. 서 론

중대용량급 승압형 응용을 위한 전류원(current-fed) 풀-브릿지(full-bridge)^[1], 전류원 푸쉬-풀(push-pull)^[2], 전류원 하프-브릿지(half-bridge)^[3] 등의 회로방식은

연료전지나 배터리 기반의 전기구동 시스템, 반도체 제조장비, 대형 디스플레이 장치, 초음파 및 X-ray 장치 등의 다양한 응용분야가 있다. 변압기를 사용하는 이와 같은 전류원 브릿지 회로방식의 대표적인 문제점의 하나는, 스위칭 소자가 직류전압 링크에 걸쳐져 있는 전압원 풀-브릿지나 하프-브릿지 컨버터와 같은 경우와 달리, 스위칭 소자가 높은 임피던스의 인덕터에 직렬로 연결되어있어 스위치 차단 시 변압기의 누설(leakage) 인덕턴스에 의한 전압 스파이크(spike)가 제약을 받지 않고 발생한다는 것이다^[4,5]. 뿐만 아니라, 일반적으로 승압형 응용에 많이 쓰인다는 특성상, 강

*KAIST 대학원 전기 및 전자공학과 박사과정

E-mail : kji@powerlab.kaist.ac.kr

접수일자 : 2002. 7.25

1차심사 요청일 : 2002. 7.30

심사완료일 : 2002. 8.28

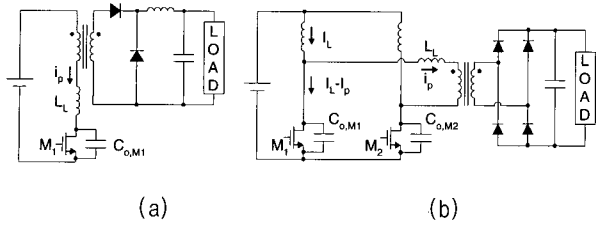


그림 1 (a) 포워드 컨버터와
(b) 전류원 하프-브릿지 컨버터
Fig. 1 (a) Forward converter and
(b) current-fed half-bridge converter

압형 응용에 많이 쓰이는 전압원 회로방식에 비해 입력 측에 많은 전류가 흘러 많은 에너지가 스위치 전압 스파이크에 연루되는 문제도 있다.

전류원 브릿지 회로방식과 전압원 회로방식의 변압기 누설 인덕턴스로 인한 스위치 전압 스파이크가 발생하는 원리를 다음 그림 1에서 비교할 수 있다. 그림 1(a)에는 전압원 회로방식 중 변압기를 사용하면서 스위치가 직류전압 링크에 걸쳐있지 않아 심한 스위치 전압 스파이크가 나타나는 가장 간단한 회로로 포워드(forward) 컨버터를 도시하였고, 그림 1(b)에는 전류원 브릿지 회로방식 중 가장 최근에 제안된 회로로 승압비가 높고 소자 스트레스가 작다는 장점이 있어 앞으로 많은 활용이 기대되는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 도시하였다. 포워드 컨버터의 경우, 스위치가 차단된 직후 변압기 누설 인덕턴스 L_L 의 전류관성 때문에 변압기의 1차 전류 i_p 가 순간적으로 0으로 떨어지지 못한다. 그 대신, 변압기의 2차 측의 두 개의 다이오드가 모두 도통하면서 변압기의 권선에는 영전압이 걸리게 되고, V_i , L_L 과 스위칭 소자의 출력 커패시턴스 $C_{o,M1}$ 가 연결된 직렬 공진회로가 형성된다. 일반적으로, $C_{o,M1}$ 의 크기는 L_L 에 비해 상당히 작기 때문에 i_p 의 진폭보다 $C_{o,M1}$ 양단의 전압의 진폭이 훨씬 커서 스위치 양단의 전압이 스파이크의 형태로 나타나게 된다. 스위치 양단전압의 최대치는 L_L 에 저장된 에너지가 모두 $C_{o,M1}$ 으로 전달되어 i_p 가 0이 되는 시점에서 나타나기 때문에 전압 스파이크에 연루된 에너지는 $0.5L_L i_p^2$ 에 해당한다. 이에 반해, 그림 1(b)의 전류원 하프-브릿지 컨버터의 경우, 스위치가 꺼지면 먼저 스위치의 양단전압이 V_o/N 에 이르기까지 L_L 에 의한 $C_{o,M1}$ 의 충전이 진행되고, 그 이후에 변압기로 전류가 흘러 들어가기 시작하면서 L_L 과 $C_{o,M1}$ 이 전류원에 의한 병렬 공진을 하게되어 전압 스파이크가 발생한다. 즉, 승압형 응용의 특성 상 변압기의 누설 인덕턴스에 보다

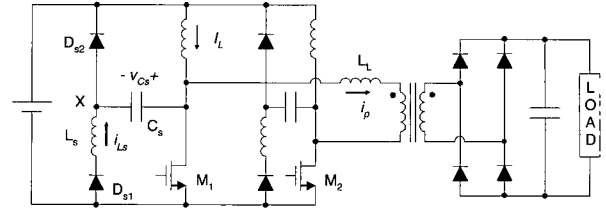


그림 2 무손실 스너버를 갖춘 전류원 하프-브릿지 컨버터의 회로도
Fig. 2 Circuit diagram of current-fed half-bridge converter employing non-dissipative snubber

많은 에너지가 저장되어 스위치 전압 스파이크에 작용한다는 것 외에, 변압기 통전을 위한 $0.5C_{o,M1}(V_o/N)^2$ 의 에너지가 추가적으로 연루된다는 점이 포워드 컨버터의 경우와 다르다.

이와 같은 스위치의 전압 스파이크로부터 소자를 보호하기 위해 스너버(snubber) 회로를 사용하는데, 동작 원리가 간단하고 설계가 쉬워 널리 사용되는 RCD 스너버^[5,6]는 전압 스파이크에 연루된 에너지를 스너버 커패시터에 저장시켰다가 스위치가 켜질 때 스너버 저항으로 소모하는 방식으로 동작한다. 따라서, 전류원 하프-브릿지 컨버터와 같은 전류원 브릿지 회로방식에 RCD 스너버를 적용하는 경우 상당한 효율의 저하를 감수해야하기 때문에, 고효율로 동작하는 무손실 스너버^[5,7-12] 필수적으로 요구된다. 그러나, 무손실 스너버는 그 동작원리가 복잡하고 조건에 따라 성능의 변동이 커 최적설계가 어려우며 그 설계기준이 적용되는 컨버터 회로에 따라서도 달라지는 문제가 있다. 본 논문에서는 승압형 응용에 전도가 유망한 0.5 이상의 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 위한 무손실 스너버^[3,9]를 분석하고 그 설계사항에 대해 고찰한 뒤 실험을 통한 검증을 제시한다.

2. 무손실 스너버의 동작 해석

그림 2는 무손실 스너버를 적용한 전류원 하프-브릿지 컨버터의 회로도이다. 초기에 두 스위치는 모두 도통하고 있으며 M_1 이 차단되면서 이에 해당하는 스너버가 동작하기 시작한다. 시비율이 0.5보다 크므로 M_2 는 M_1 이 꺼져있는 동안 계속 도통한다. 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버의 해석에 앞서 다음과 같은 몇 가지의 가정을 한다.

- 1) 컨버터의 출력 커패시터 및 부스트 인덕터의 크

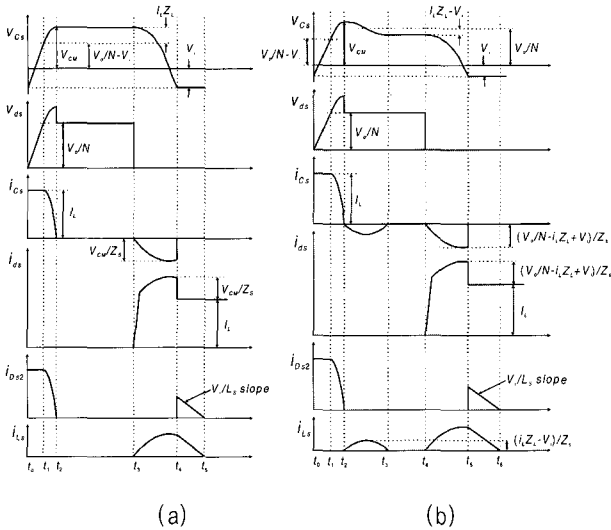


그림 3 (a) 동작 방식 A와 (b) 동작 방식 B의 스너버 파형
Fig. 3 Waveforms of non-dissipative snubber
(a) mode A and (b) mode B

기는 충분히 커서 일정한 전압 및 전류원으로 간주한다.

- 2) 스위칭 소자들의 출력 커패시턴스와 변압기의 누설 인덕턴스는 각각 스너버 커패시터와 인덕터보다 충분히 작다.

전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버는 회로의 조건에 따라 다음과 같이 두 가지 방식으로 동작한다.

2.1 무손실 스너버 동작 방식 A

이 방식의 동작 파형은 그림 3(a)와 같다. 시간 $t=t_0$ 에서 스위치 M_1 이 차단되기 이전에, 스너버 커패시터 C_s 는 $-V_i$ 의 값으로 충전되어있다고 가정하는데, 이는 동작의 해석이 진행되면서 후반에 확인된다. 각 시구간에 대한 세부적인 동작은 다음과 같다.

시구간 1 (t_0-t_1): M_1 이 꺼지고 부스트 인덕터의 전류 I_L 이 D_{s2} 로 흐르면서 스너버 커패시터 C_s 를 선형으로 충전하기 시작한다. 스위치의 출력 커패시턴스는 C_s 에 비해 그 크기가 매우 작아 개회로로 근사된다. 스위치의 양단전압 v_{ds} 는 V_i+v_{Cs} 와 같은데, 이 값이 1차 측에서 본 컨버터 출력전압 V_o/N 만큼 커지기 전에는 변압기 2차 측의 정류 다이오드가 도통하지 못하여 그림 4(a)와 같은 등가회로를 형성한다. v_{ds} 가 증가하여 $t=t_1$ 에서 V_o/N 에 이르면 이 구간이 끝난다.

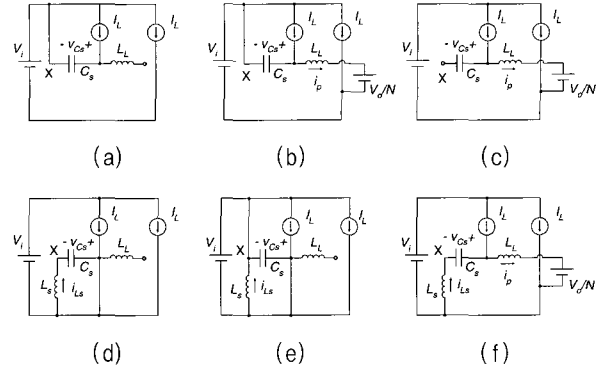


그림 4 무손실 스너버의 각 구간별 등가회로
[동작 방식, 시구간]=(a) [A, 1], (b) [A, 2],
(c) [A, 3], (d) [A, 4], (e) [A, 5], (f) [B, 3]
Fig. 4 Equivalent circuit of non-dissipative snubber in
[Mode, Interval]=(a) [A, 1], (b) [A, 2],
(c) [A, 3], (d) [A, 4], (e) [A, 5], (f) [B, 3]

시구간 2 (t_1-t_2): 변압기가 도통하면서 v_{ds} 는 V_o/N 에 고정되며, 그림 4(b)와 같은 등가회로가 형성된다. 변압기의 누설 인덕턴스 L_L 과 스너버 커패시터 C_s 는 전류원 I_L 과 전압원 $V_o/N-V_i$ 에 바이어스(bias)된 공진 회로를 형성하며, i_p 와 v_{Cs} 가 각각의 바이어스 점을 중심으로 공진하기 시작하여 다음과 같은 순시값을 가지게 된다.

$$v_{Cs}(t) = I_L \sqrt{\frac{L_L}{C_s}} \sin\left(\frac{t-t_1}{\sqrt{L_L C_s}}\right) + \frac{V_o}{N} - V_i \quad (1)$$

$$= I_L Z_L \sin(t-t_1)\omega_L + \frac{V_o}{N} - V_i$$

$$i_p(t) = I_L \{1 - \cos(t-t_1)\omega_L\} \quad (2)$$

여기서, Z_L 은 L_L 과 C_s 로 이루어지는 공진회로의 특성 임피던스(characteristic impedance)이며 ω_L 은 이들의 공진 주파수이다. $t=t_2$ 에서 1/4 공진 주기가 완료되어 $i_p=I_L$ 이 되고 C_s 의 전류가 0이 되어 D_{s2} 가 차단되면서 이 구간이 끝난다. 이 때, v_{Cs} 는 다음과 같은 최대값 V_{CM} 에 이르게 된다.

$$V_{CM} = v_{Cs}(t_2) = I_L Z_L + \frac{V_o}{N} - V_i \quad (3)$$

시구간 3 (t_2-t_3): L_L 과 C_s 의 1/4 공진 주기가 끝난 이후, i_p 는 더욱 증가하려 하고 v_{Cs} 는 감소하려 하면서 C_s 의 전류가 방향을 바꾸려고 한다. 이 때, 그림 2에

X라고 표시된 점의 전압 v_X 는 다음과 같은 값을 가진다.

$$v_X(t_2) = \frac{V_o}{N} - v_{Cs}(t_2) = V_i - I_L Z_L \quad (4)$$

이 값이 0보다 큰 경우가 이 절에서 설명하고있는 동작 방식 A에 해당하며, 이 경우 D_{s1} 에는 역방향 전압이 걸려 앞 시구간에서의 공진이 이어지지 못한다. 따라서, 시간 t_2 이후 L_L 과 C_s 의 공진회로는 소멸되고 v_{ds} 는 V_o/N 에 고정된 채로 유지되면서 스너버의 스파이크 전압작용이 끝나게 된다. 이 구간은 스너버 없는 전류원 하프-브릿지 컨버터의 전력전달 단계(powering phase)와 동일하며, 등가회로는 그림 4(c)와 같다.

시구간 4 (t_3-t_4): $t=t_3$ 에서 M_1 이 켜지면서 스너버의 공진 리셋이 시작되는 구간이다. i_p 는 V_o/NL_L 의 기울기로 부하로 방출되며 i_p 가 0이 된 후 그림 4(d)의 등가회로를 형성하면서 L_s 와 C_s 의 공진이 일어나는데, 전압원 없이 초기치만으로 공진하므로 v_{Cs} 는 0을 중심으로 V_{CM} 의 폭으로 공진한다. 그런데, 0.5보다 큰 시비율에서 V_o 는 항상 $2NV_i$ 보다 크므로 식 (3)의 V_{CM} 은 항상 V_i 보다 큰 값을 가지게 된다. 따라서, v_{Cs} 는 결국 $-V_{CM}$ 까지 자유롭게 공진하지 못하고 $t=t_4$ 에서 D_{s2} 를 도통시키면서 $-V_i$ 에 고정된다. X점의 전압의 순시값 v_X 는 다음과 같다.

$$v_X(t) = -\left(\frac{V_o}{N} - V_i + I_L Z_L\right) \cos(t - t_3) \omega_s \quad (5)$$

여기서, ω_s 는 L_s 와 C_s 의 공진 주파수로 $(L_s C_s)^{-1/2}$ 이며, 이 구간에서의 공진 리셋전류는 스위치에 추가 부담되는 양으로 그 첨두치는 다음과 같다.

$$i_{L_s, peak} = V_{CM} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} = \frac{V_{CM}}{Z_s} \quad (6)$$

시구간 5 (t_4-t_5): 스너버 인덕터 L_s 에 저장된 에너지가 전원으로 회생되는 구간으로 등가회로는 그림 4(e)에 보인 것과 같이 형성된다. $t=t_4$ 에서 D_{s2} 가 도통하면서 전 시구간에서 C_s 를 경유해 M_1 으로 흐르던 i_{Ls} 가 순간적으로 D_{s2} 쪽으로 옮겨지는데, 이때 빠른 전류의 변화를 겪는 스위치 드레인의 기생 인덕턴스가 C_s 와 연관되어 바람직하지 않은 전류의 공진을 유발할 수 있다. 특히, C_s 가 큰 경우 이 현상이 심각해지면서 스너버의 효율이 저하되는 문제가 생길 수 있다. L_s 의 전류가 전원으로 완전히 방전되면서 스너버의 한 주기 동작이 끝나게 된다.

스너버의 완전한 리셋을 보장하기 위해서는 스위치의 도통시간이 시구간 4와 5의 지속시간보다 길어야 하는데, 이를 위한 조건은 다음과 같이 구해진다.

$$DT_s > \frac{1}{\omega_s} \left\{ \arccos\left(-\frac{V_i}{V_{CM}}\right) + \sqrt{\frac{V_{CM}^2}{V_i^2} - 1} \right\} \quad (7)$$

2.2 무손실 스너버 동작 방식 B

동작 방식 A와의 차이는 시구간 2의 끝에서 v_{Cs} 가 최대에 이른 후 X점의 전압이 0보다 작아 D_{s1} 이 도통하면서 새로운 모드의 공진이 이어진다는 점이다. 이 경우를 동작 방식 B라고 정의하며, 동작 파형은 그림 3(b)와 같다.

시구간 1, 2 (t_0-t_2): 동작 방식 A의 시구간 1, 2와 동일하다.

시구간 3 (t_2-t_3): 동작 방식 A의 경우와 달리, D_{s2} 가 차단되는 순간 식 (4)에 주어진 v_X 의 값이 0보다 작은 경우이다. $t=t_2$ 에서 D_{s1} 이 도통하기 시작하면서 그림 4(b)의 L_L , C_s 의 공진 회로에 L_s 가 가세하여 그림 4(f)와 같은 등가회로를 형성한다. 앞 시구간에서 $V_o/N - V_i$ 이던 v_{Cs} 의 공진의 중심은 V_o/N 으로 옮겨진다. L_L 에 비해 L_s 가 매우 크다고 가정했으므로 이 구간에서의 L_L 은 무시되어 다음과 같이 v_{Cs} 의 순시값을 구할 수 있다.

$$v_{Cs}(t) = (I_L Z_L - V_i) \cos(t - t_2) \omega_s + \frac{V_o}{N} \quad (8)$$

식 (8)의 1/2 주기 공진 후, 공진 전류 i_{Ls} 는 다시 방향을 바꾸려고 하지만 D_{s1} 가 차단되어 공진이 진행되지 못하고 시구간 3이 끝난다. 이 구간에서의 공진 전류 i_{Ls} 는 반대쪽 스위치로 흐르면서 추가적인 전류 부담을 주는데, 이 공진 전류의 첨두치는 다음과 같다.

$$i_{L_s, peak} = (I_L Z_L - V_i) \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} = \frac{I_L Z_L - V_i}{Z_s} \quad (9)$$

시구간 4 (t_3-t_4): $t=t_3$ 에서 X점의 전압 v_X 가 V_i 보다 크면, C_s 의 전류가 방향을 바꾸어 D_{s2} 를 통해 흐르면서 시구간 2에서와 같은 동작이 반복될 수 있다. 그러나, 이와 같이 반복되는 스너버 동작은 불필요한 에너지 순환으로 인한 손실을 야기하므로 전 시구간의 종료시점에서의 v_X 가 V_i 보다 작도록 다음과 같이 제한할 필요가 있다.

$$v_X(t_3) = \frac{V_o}{N} - v_{Cs}(t_3) = I_L Z_L - V_i < V_i \quad (10)$$

따라서, 전 시구간의 스파이크 진압작용은 이 시구간에서는 더 이상 일어나지 않으며 v_{Cs} 는 다음의 값으로 유지된다.

$$v_{Cs}(t) = \frac{V_o}{N} - I_L Z_L + V_i \quad (11)$$

시구간 5 (t_4-t_5): 스너버의 공진 리셋이 시작되는 구간으로 동작 방식 A의 시구간 4와 동일하다. 단, v_{Cs} 의 공진의 진폭이 식 (11)과 같다는 점이 다르다. 식 (10)의 제한조건 아래, 방식 A에서와 같이 식 (11)은 항상 V_i 보다 크게 되므로 동작 방식 A에서와 마찬가지로 v_{Cs} 가 자유롭게 반주기 공진을 하지 못하고 $-V_i$ 에 고정되면서 이 구간이 끝난다. 이 구간에서 v_X 의 순시값은 다음과 같이 구해진다.

$$v_X(t) = -\left(\frac{V_o}{N} + V_i - I_L Z_L\right) \cos(t - t_4)\omega_s \quad (12)$$

동작 방식 B에서의 스너버 리셋전류의 첨두치는 다음과 같이 구해진다.

$$i_{Ls, peak} = \left(\frac{V_o}{N} + V_i - I_L Z_L\right) / Z_s \quad (13)$$

시구간 6 (t_5-t_6): 방식 A의 시구간 5와 같다.

스너버 리셋을 위해 보장되어야 하는 최소 스위치 도통 시간은 식 (7)에서 V_{CM} 을 식 (11)의 v_{Cs} 로 치환하여 구할 수 있다.

3. 무손실 스너버의 설계

전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버는 식 (4)의 부호로 구분되는 두 가지 동작 방식을 보이며, 정상적인 동작을 위해 식 (10)의 조건이 만족되어야 함을 알아보았다. 이 두 가지 동작 방식의 특징을 표 1에 요약하였다. 특징할 사항은, 스너버 동작 방식을 결정하는 $I_L Z_L$ 이 스위치의 최대 전압 스트레스도 결정한다는 사실이다. 스위치의 전압 스파이크를 대폭 줄이기 위해 C_s 를 크게 하면 $I_L Z_L$ 의 값이 작아지면서 방식 A의 동작을 하려는 경향이 있으며, 그 반대의 경우 방식 B의 동작을 하려는 경향이 있다.

표 1 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버 요약
Table 1 Summary of non-dissipative snubber in current-fed half-bridge converter

동작 방식	A	B
경계 조건	$I_L Z_L < V_i$	$V_i < I_L Z_L < 2V_i$
M_1 에 흐르는 리셋 전류의 최대치	$(V_o/N + I_L Z_L - V_i) / Z_s$	$(V_o/N - I_L Z_L + V_i) / Z_s$
M_2 에 흐르는 공진 전류의 최대치	0	$(I_L Z_L - V_i) / Z_s$
스위치 최대 전압	$V_o/N + I_L Z_L$	$V_o/N + I_L Z_L$

한편, 스너버 리셋은 C_s 와 L_s 의 공진을 통해 이루어 지는데, 이 리셋전류는 스위치를 통해 흐르기 때문에 스위치에는 I_L 과 리셋전류의 합이 흘러 스위치의 전류 부담을 가중시킨다. 동작 방식 B에서는 리셋전류 외에 동작 방식 A에서는 볼 수 없는 반대쪽의 스위치로 흐르는 또 다른 공진 전류가 나타나게 된다. 이로 인해 반대쪽의 스위치에 최대전류 $2I_L$ 과 이 공진 전류의 합이 흐르게 되어 동작 방식 A의 경우보다 큰 첨두 전류 스트레스가 스위칭 소자에 가해지게 된다. 그러나, 실제적인 많은 경우, 방식 B에서만 나타나는 이 공진 전류는 그 크기가 작고 주파수가 높기 때문에 스위치 전류의 실효치를 증가시키는 양은 수% 이하로 매우 작아 큰 문제가 되지 않는다. 이보다는, 방식 A에서 C_s 의 값이 크기 때문에 리셋 전류의 첨두치와 공진 주기가 높아 스너버 리셋 시의 순환 에너지가 크데, 이에 의한 손실이 더 크다. 특히, 동작 방식 A의 시구간 5에서 언급한 바와 같이, 아주 작은 스위치의 기생 인덕턴스라도 C_s 가 큰 경우 심각한 공진 전류에 의한 효율저하가 일어날 수 있다.

이와 같은 스위치 최대 전압 스트레스, 순환 에너지로 인한 손실, 스위치 첨두 전류 스트레스 사이의 이율배반적인 사항들 때문에 무손실 스너버의 최적 설계 기준을 세우기는 매우 어렵다. 그러므로, 응용분야에 따라 스위치의 전압 스트레스의 최소화 혹은 자기소자의 부피 최소화 등의 최우선으로 삼을 기준을 선정환 후 설계를 시작하는 것이 바람직하다. 본 논문에서는 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버에 대한 기본적인 설계기준을 다음과 같이 요약한다.

- 1) 변압기의 누설 인덕턴스 L_s 의 값을 측정
- 2) 입력전류 및 출력전압의 최대값을 계산
- 3) 표 1의 스위치 최대 전압의 식으로부터 C_s 의 값을 결정하고 예상되는 동작 방식 확인
- 4) 적당한 최대치의 공진 전류를 보이도록 표 1의 Z_s 와 관련된 식을 이용하여 L_s 를 결정
- 5) 스너버의 리셋 구간이 스위치 도통 구간을 넘지 않는지 확인

4. 설계의 예 및 실험 결과

본 논문에서 제시한 해석과 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 $L=333\mu\text{H}$, $C_o=32\mu\text{F}$, $N=2.6$ 의 회로 파라미터를 갖는 17kHz, 300W, 24V 입력, 250V 출력의 전류원 하프-브릿지 컨버터를 제작하였다. 스너버 회로에 사용된 다이오드는 General Semiconductor의 FE6D를 사용하였으며 스위칭 소자는 IRFP250을 사용하였고, 측정된 변압기의 누설 인덕턴스는 $1.5\mu\text{H}$ 이다. 실험을 위해 실제로 구현된 회로는 그림 5에 보인 바와 같다. 스위치 차단 시 전압 스파이크를 제외하고 스위치 양단에는 96V의 전압 스트레스가 가해지며 부스트 인덕터의 전류는 6.3A이다. 그림 6은 스너버를 사용하지 않은 경우의 스위치 전압의 약 4 스위칭 주기 파형으로 250V 이상의 전압 스파이크가 관찰된다.

설계 1: 스위치 전압 스파이크를 약 125V까지 억제하고자 하여 $C_s=0.082\mu\text{F}$ 로 결정하였으며 예상되는 스너버의 동작 방식은 B가 된다. 스위치 전류의 최대치가 $2I_L$ 를 넘지 않도록 리셋 전류의 최대치를 제한하면 $L_s=3\mu\text{H}$ 를 선택할 수 있다. 이 경우의 약 4 스위칭 주기 파형은 그림 7과 같다.

설계 2: 스너버 리셋 전류의 최대치를 큰 폭으로 줄이기 위해 L_s 를 $50\mu\text{H}$ 로 증가시켰다. C_s 의 값은 설계 1에서보다 약간 큰 $0.1\mu\text{F}$ 으로 하였다. 스너버의 동작은 동작 방식 A와 B의 경계에 가까운 방식 B로 이루어지며 실험 결과는 그림 8과 같다. 스너버 리셋이 일어나는 구간의 각 전류 파형에서 스위치의 기생 인덕턴스와 C_s 의 공진으로 인한 공진 전류가 좀 더 뚜렷해졌다.

설계 3: C_s 의 값을 더욱 증가시켜 $0.223\mu\text{F}$ 으로 하였으며 L_s 의 값은 설계 2에서와 같이 $50\mu\text{H}$ 로 정하였다. 이 경우, 방식 A의 스너버 동작이 예상되며 그림 9에 그 4 스위칭 주기 파형을 보이고 있다. 스위치의 전압 스파이크는 최소값으로 억제되었으나 C_s 의 값이 커짐

으로써 스너버 리셋 구간에 발생하는 스위치 기생 인덕턴스에 의한 공진 전류가 더욱 심해진 것을 확인할 수 있다.

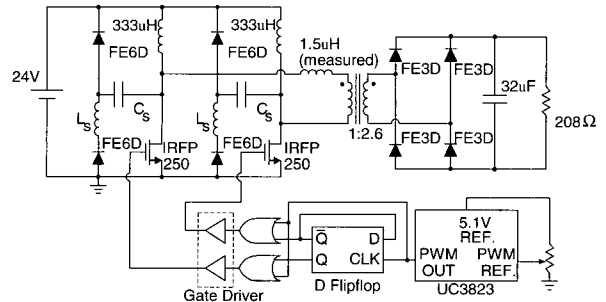


그림 5 실제 구현을 위한 상세 회로도
Fig. 5 Detailed schematic for physical realization



그림 6 스너버가 없는 경우 스위치 전압 파형
($V_{ds}=50\text{V/div. time}=20\mu\text{s/div.}$)
Fig. 6 Switch voltage waveform without snubber circuit
($V_{ds}=50\text{V/div. time}=20\mu\text{s/div.}$)

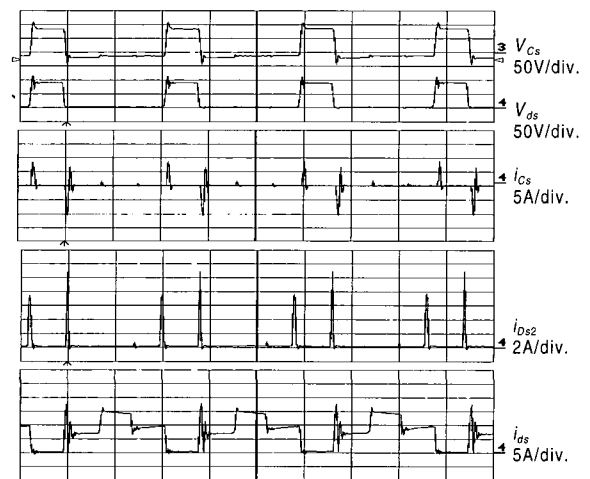


그림 7 설계 1($C_s=0.082\mu\text{F}$, $L_s=3\mu\text{F}$)의 실험 파형
($\text{time}=20\mu\text{s/div.}$)
Fig. 7 Waveforms of Design 1($C_s=0.082\mu\text{F}$, $L_s=3\mu\text{F}$)
($\text{time}=20\mu\text{s/div.}$)

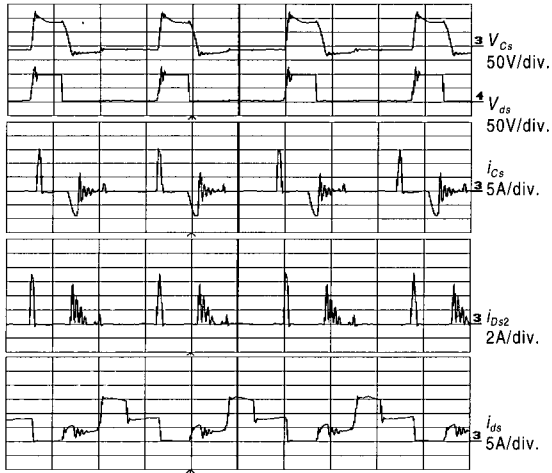


그림 8 설계 2 ($C_s=0.1\mu\text{F}$, $L_s=50\mu\text{H}$)의 실험 파형
(time=20µs/div.)

Fig. 8 Waveforms of Design 2 ($C_s=0.1\mu\text{F}$, $L_s=50\mu\text{H}$)
(time=20µs/div.)

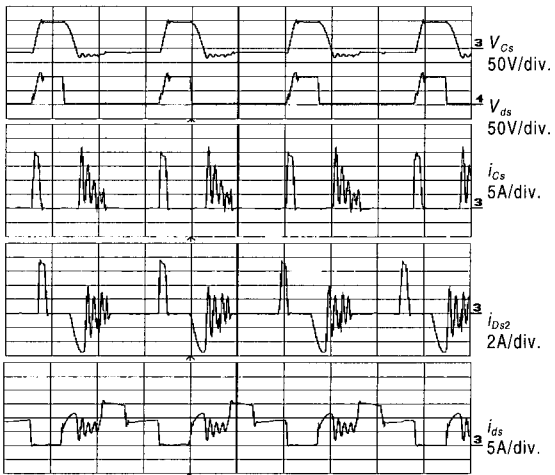
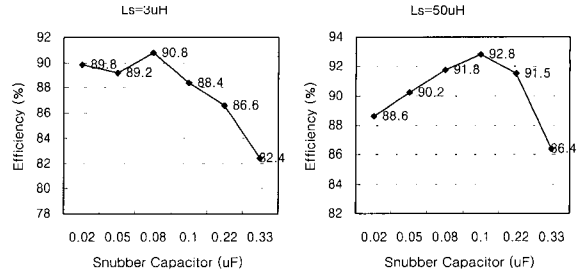


그림 9 설계 3 ($C_s=0.223\mu\text{F}$, $L_s=50\mu\text{H}$)의 실험 파형
(time=20µs/div.)

Fig. 9 Waveforms of Design 3 ($C_s=0.223\mu\text{F}$, $L_s=50\mu\text{H}$)
(time=20µs/div.)

그림 10은 두 가지 서로 다른 L_s 의 값에 대해 C_s 를 변화시켜가면서 측정한 효율의 곡선이다. C_s 가 대략 $0.1\mu\text{F}$ 일 경우 스너버의 동작은 방식 A와 B의 경계 부근에서 이루어지는데, 이 때의 효율이 높게 측정되었다. C_s 가 커질수록 스위치 가생 인덕턴스와 C_s 의 전류 공진이 심해져 효율이 떨어짐을 확인할 수 있다.



(a) (b)

그림 10 (a) $L_s=3\mu\text{H}$ 와

(b) $L_s=50\mu\text{H}$ 에서 C_s 를 변화시켜가며 측정한 효율

Fig. 10 Measured efficiencies when (a) $L_s=3\mu\text{H}$ and

(b) $L_s=50\mu\text{H}$ with running parameter of C_s

5. 결 론

본 논문에서는 승압형 브릿지 회로방식들 중 가장 최근에 제안되었으며 그 성능이 기존의 회로방식들에 비해 우수한 전류원 하프-브릿지 컨버터에 무손실 스너버를 적용하여 0.5보다 큰 시비율로 동작하는 경우에 대해 다루었다. 먼저, 그 동작의 자세한 분석을 통하여 서로 다른 두 가지의 동작 방식을 구분하였으며, 설계 시 고려해야 할 사항들에 대해 살펴보면서 최적 설계를 어렵게 하는 이율배반적 사항들에 대해서도 검토했다. 이를 바탕으로 몇 가지 정량적인 설계기준을 유도하였으며 약 10 배의 승압비를 갖는 300W급 전류원 하프-브릿지 컨버터에 대한 스너버의 설계의 예와 그 실험결과를 제시하였다.

이 논문은 2001년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음. (KRF-2001-042-E00022)

참 고 문 헌

[1] V.J. Thottuvellil, T.G. Wilson, and H.A. Owen Jr., "Analysis and Design of a Push-Pull Current-fed Converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 192~203, 1981.
 [2] J.G. Cho, C.Y. Jeong, H.S. Lee, and G.H. Lim, "Novel Zero-Voltage-Transition Current-fed Full-Bridge PWM Converter for Single-Stage Power Factor Correction", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 6, pp. 1005~1012.
 [3] P.J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter

Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 139~144, 1993.

- [4] M. Nakahara, T. Ninomiya, and K. Harada, "Surge and Noide Generation in a Forward DC-to-DC Converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, vol. AES-21, no. 5, 1985.
- [5] A.I. Pressman, "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill International Edition, 1991.
- [6] K. Harada, T. Ninomiya, and M. Kohno, "Optimum Design of RC Snubbers for Switching Regulators", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, vol. AES-15, no. 2, 1979.
- [7] 김만고, "부스트 컨버터용 새로운 에너지 재생 스너버", 전력전자학회지, vol. 2, no. 2, pp. 57~63, 1997.
- [8] T. Ninomiya, T. Tanaka, and K. Harada, "Optimum Design of Nondissipative Snubbers by the Evaluation of Transistor's Switching Loss, Surge Voltage, and Surge Current", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 283~290, 1985.
- [9] 강정일, 한상규, 윤현기, 김정은, 윤명중, 김윤호, "0.5보다 큰 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버 설계", 전력전자학술대회 논문집, pp. 390~394, 2002.
- [10] 한상규, 강정일, 문건우, 윤명중, 김윤호, "하프 브릿지 듀얼 컨버터를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버", 전력전자학술대회 논문집, pp. 480~484, 2002.
- [11] R. Petkov and L. Hobson, "Optimum Design of a Nondissipative Snubber", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1188~1195, 1994.
- [12] R. Petkov and L. Hobson, "Analysis and Optimisation of a Flyback Converter with a Nondissipative Snubber", IEE Proceedings-Electric Power Appl., vol. 142, no. 1, pp. 35~42, 1995.

저 자 소 개



강정일(姜正一)

1973년 9월생. 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년~현재 동 대학원 박사과정.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월생. 1999년 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 박사과정.



윤현기(尹鉉基)

1978년 9월생. 2000년 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 졸업. 2002년 동 대학원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 박사과정.



김정은(金正恩)

1978년 4월생. 2001년 경북대학교 전자전공학부 졸업. 2001년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 석사과정.



윤명중(尹明重)

1946년 11월생. 1970년 서울대학교 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(박사). 1978년부터 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 교수. 1999년 당 학회 회장 역임.



김윤호(金倫鎬)

1949년 6월생. 1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(박사). 현재 중앙대 전기공학과 교수. 당 학회 감사.