

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

강정일, 한상규, 윤현기, 김정은, 윤명중, 김윤호*
한국과학기술원, 중앙대학교*

Design of non-dissipative snubber for current-fed half-bridge converter operating at duty cycle above 0.5

Jeong-il Kang, Sang-Kyoo Han, Hyun-Ki Youn, Chong-Eun Kim,
Myung-Joong Youn, Youn-Ho Kim*

Korea Advanced Institute of Science and Technology, Chung-Ang University*

ABSTRACT

전류원 컨버터는 전압원 컨버터에 비해 스위치 차단 시 발생하는 서지에 연루되는 에너지가 커, 무손실 스너버가 필수적인데, 이 스너버는 그 동작 원리가 복잡하고 동작조건이 바뀔 때 따라 성능의 변동이 심하여 설계가 어렵고, 적용되는 회로에 따라서도 설계식이 달라진다. 본 논문에서는 0.5 이상의 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 위한 무손실 스너버의 동작을 완전히 분석하고 설계사항에 대해 고찰한 뒤 실험을 통해 검증한다.

1. 서론

스위칭 소자가 꺼지거나 켜질 때, 전압 또는 전류의 서지가 발생한다^[1]. 특히 변압기를 포함하는 컨버터의 경우 변압기의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지로 인해 발생하는 전압 서지가 심각하다는 사실은 잘 알려진 바이다. 이와 같은 현상은 전류원 브릿지 컨버터에서 더욱 심각한데, 전류원 컨버터는 주로 승압형 응용에 쓰이기 때문에 1차 측에 큰 전류가 흘러 누설 인덕턴스에 큰 에너지가 저장되기 때문이다. 뿐만 아니라, 서지가 발생하는 원리도 전압원 컨버터와 비교해 다르다. 그림 1(a)에 예를 든 포워드 컨버터의 경우 스위치가 꺼지면서 L_L 에 저장된 에너지가 스위치의 출력 커패시턴스 $C_{o,M1}$ 으로 옮겨지면서 서지가 발생한다. 이에 반해, 그림 1(b)에 보인 전류원 하프-브릿지 컨버터^[2]의 경우, 스위치가 꺼지면 먼저 스위치 양단 전압이 1차 측에서 본 출력전압 V_o/N 에 이르기까지 L_L 에 의해 $C_{o,M1}$ 가 충전되고, 그 이후 L_L 과 $C_{o,M1}$ 가 공진을 하여 전압 서지가 발생한다. 전자의 경우 서지에 연루되는 에너지는 $0.5LL_Li^2$ 인데 반해 후자의 경우 $0.5C_{o,M1}(V_o/N)^2 + 0.5LL_Li^2$ 보다 크게 된다. 따라서,

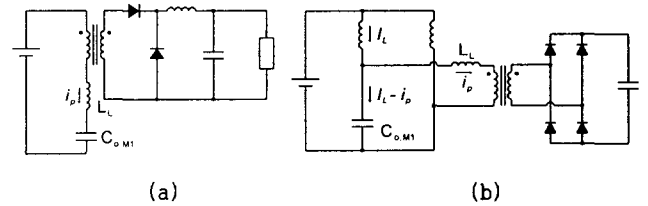


그림 1 (a) 포워드 컨버터와 (b) 전류원 하프-브릿지 컨버터
Fig. 1 (a) Forward converter and (b) current-fed half-bridge converter

흔히 사용되는 RCD 스너버^[3-5] 등의 손실형 스너버를 사용하면 상당한 손실이 발생하기 때문에, 고효율로 동작하는 무손실 스너버^[3,6-9] 필수적으로 요구되는데, 무손실 스너버는 동작이 복잡하고 조건에 따라 성능의 변동이 심해 설계가 어려우며, 컨버터 회로에 따라서도 설계 식이 달라지게 된다. 본 논문에서는 승압형 응용에 전도가 유망한 0.5 이상의 시비율로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 위한 무손실 스너버^[2]를 분석하고 설계사항에 대해 고찰한 뒤 실험을 통한 검증을 제시한다.

2. 무손실 스너버의 동작

그림 2는 무손실 스너버를 적용한 전류원 하프-브릿지 컨버터의 1차 측의 회로를 나타낸다. 두 스위치는 초기에 켜져 있고, M_1 이 꺼지면서 M_1 의 스너버가 동작을 시작한다. 동작하는 스너버 회로에 대해서만 해석을 한다. 반대쪽의 스위치는 M_1 의 스너버가 동작하는 동안 도통상태를 유지하기 때문에 단락회로로 나타내었다. 스너버의 해석에 앞서 다음과 같은 몇 가지의 가정을 한다.

- 1) 컨버터의 출력 커패시터 및 부스트 인덕터의 크기는 충분히 커서 상 전압 및 전류원으로 간주한다.

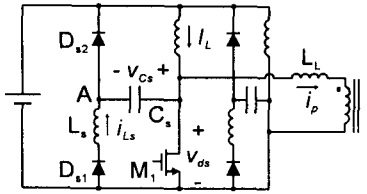


그림 2 전류원 하프-브릿지 컨버터의 무손실 스너버 (1차 측)
Fig. 2 Primary side of current-fed half-bridge converter with non-dissipative snubber

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

그림 2의 무손실 스너버는 회로 및 동작 조건에 따라 두 가지 방식으로 동작한다.

2.1 무손실 스너버 동작 방식 A

이 방식의 동작 파형은 그림 3(a)와 같다. $t=t_0$ 이전에 C_s 는 $-V_i$ 의 값으로 충전되어있다고 가정하는데, 이는 동작 해석의 후반에 밝혀진다. 각 시구간에 대한 세부적인 동작은 다음과 같다.

시구간 1 (t_0-t_1): M_1 이 꺼지면서 I_L 이 D_{s2} 로 흐르면서 C_s 를 충전하기 시작하고 스위치 전압 v_{ds} 는 $V_i+v_{Cs}(t)$ 가 된다. 이 구간은 v_{ds} 가 V_o/N 만큼 증가하여 2차 측의 정류 다이오드를 도통시키면서 1차 측에서 2차 측으로 전류가 흐를 수 있게 되면서 끝난다. 이 구간의 등가회로는 그림 4(a)와 같다.

시구간 2 (t_1-t_2): 그림 4(b)와 같은 등가회로가 형성된다. C_s 와 L_L 가 공진을 시작하는데, 이 공진 회로는 I_L 과 $V_o/N-V_i$ 에 바이어스 되어있으므로 i_p 와 v_{Cs} 의 파형도 각각 I_L 과 $V_o/N-V_i$ 를 중심으로 공진한다. i_p 와 v_{Cs} 의 순시 값은 다음과 같다.

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

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

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

여기서 Z_L 은 L_L 과 C_s 로 이루어지는 공진회로의 특성 임피던스이며 ω_L 은 이들의 공진 주파수이다. 1/4 공진 주기가 지난 후 $i_p=I_L$ 이 되면 D_{s2} 는 차단된다. C_s 에 흐르던 공진 전류의 방향이 바뀌려 하는 순간 이 구간이 끝난다. v_{Cs} 의 최대값을 V_{CM} 이라고 하면, 이 값은 다음과 같이 얻어진다.

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

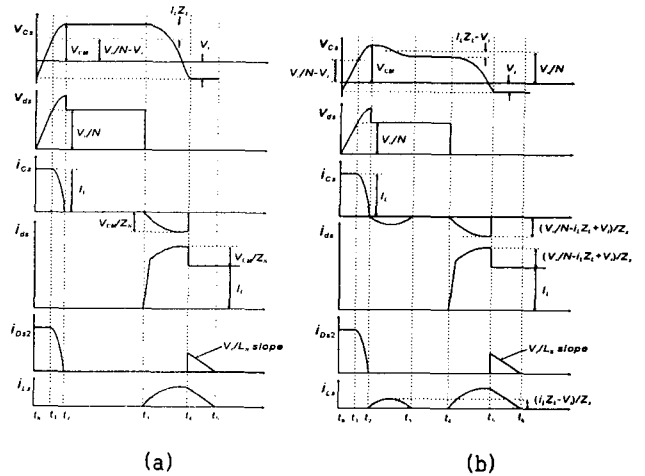


그림 3 (a) 동작 방식 A와 (b) 동작 방식 B의 스너버 파형
Fig. 3 Waveforms of non-dissipative snubber (a) mode A and (b) mode B

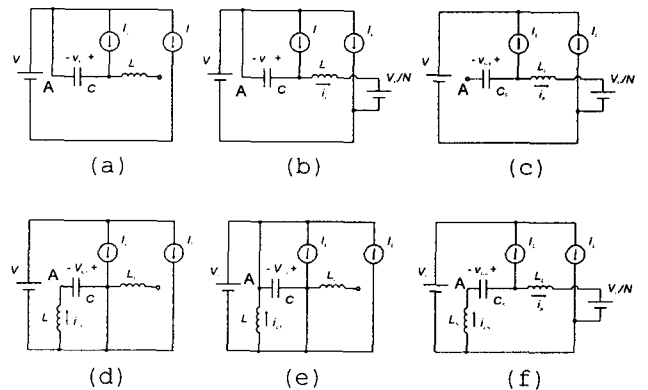


그림 4 무손실 스너버의 각 구간별 등가회로 [동작 방식, 시구간]=(a) [A, 1], (b) [A, 2], (c) [A, 3], (d) [A, 4], (e) [A, 5], (f) [B, 3]

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 3 (t_2-t_3): C_s 의 전류가 방향을 바꾸려면, 이는 D_{s1} 의 도통을 통해서 가능하다. $t=t_2$ 에서 D_{s2} 가 차단되면서 L_L 과 C_s 의 공진회로는 소멸되고 v_{ds} 는 V_o/N 이 된다. $t=t_2$ 에서 다음과 같이 구해지는 A점의 전압 v_A 는 0보다 크다고 가정한다.

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

따라서, D_{s1} 는 도통하지 못하고 스너버의 서지 전압 작용이 끝나며, 그림 4(c)의 등가회로가 된다.

시구간 4 (t_3-t_4): 스너버의 공진 리셋 구간으로 스위치가 켜지면서 시작된다. i_p 는 $V_o/N \omega_L L_L$ 의 기울기로 부하로 방출되며 i_p 가 0이 된 후, 그림 4(d)의 등가회로를 형성하면서 L_s 와 C_s 의 공진이 일어나는데, 초기치만으로 바이어스 없이 공진하므로 v_{Cs} 는

0을 중심으로 V_{CM} 의 쪽으로 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 가져, v_{Cs} 는 결코 $-V_{CM}$ 까지 공진하지 못하고 D_{s2} 를 도통시켜 $-V_i$ 에 고정된다. v_A 의 순시 값은 다음과 같다.

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

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

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

시구간 5 ($t_4 - t_5$): 등가회로는 그림 4(e)와 같다. 앞 구간에서 C_s 와 M_1 으로 흐르던 i_{L_s} 가 갑자기 D_{s2} 로 옮겨지면서 전원으로 방전하는데, 이때 빠른 전류의 변화를 겪는 스위치 드레인의 기생 인덕턴스가 C_s 와 연관되어 바람직하지 않은 공진이 발생하게 된다. 특히, C_s 의 값이 큰 경우, 스위치에 흐르는 전류에 심각한 공진 현상을 초래하여 효율을 저하시킬 수 있게 된다. L_s 의 전류가 완전히 방전되면서 스너버의 동작이 끝나게 된다. 처음의 가정대로 v_{Cs} 는 $-V_i$ 를 유지한다.

스너버의 완전한 리셋을 보장하기 위해서는 스위치의 도통 시간이 시구간 4와 5의 지속시간보다 길어야 한다. 이 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

방식 A와의 차이는 시구간 2의 끝에서 v_{Cs} 가 최대가 된 후 D_{s1} 이 도통하는 점이다. 즉, 동작 방식 B는 식 (4)가 0보다 작은 경우로 그림 3(b)의 파형이 된다.

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

시구간 3 ($t_2 - t_3$): L_L 과 C_s 의 공진회로가 소멸되는 순간 v_A 의 값이 0보다 작아 D_{s1} 이 도통하며 L_L 과 C_s 의 공진 회로에 L_s 가 가세한다. 등가회로는 그림 4(f)와 같다. v_{Cs} 의 공진의 중심은 시구간 2의 $V_o/N - V_i$ 에서 V_o/N 으로 옮겨진다. $L_L \ll L_s$ 이라 가정했으므로 v_{Cs} 의 순시 값은 다음과 같이 얻어진다.

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

L_L 과 C_s 의 반주기 공진 후, 공진 전류 i_{L_s} 는 다시

방향을 바꾸려고 하지만 D_{s1} 의 차단으로 공진이 종료되면서 이 구간이 끝난다. 반대쪽 스위치로 흐르는 공진 전류 i_{L_s} 의 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 v_A 가 V_i 보다 크다면, i_{L_s} 는 방향을 바꾸어 D_{s2} 를 통해 흐르면서 시구간 2의 동작이 다시 시작된다. 이와 같이 반복되는 스너버 동작은 불필요한 에너지 순환으로 인한 손실을 가져오므로, $t = t_3$ 에서 v_A 의 값이 V_i 보다 작도록 다음과 같이 제한하여 동작을 끝낼 필요가 있다.

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

이 시구간에서 v_{Cs} 는 다음의 값으로 유지된다.

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

시구간 5 ($t_4 - t_5$): 이 구간은 동작 방식 A의 시구간 4와 동일하다. 단, v_{Cs} 의 공진의 진폭이 식 (11)로 주어진다라는 점이 다르다. 식 (10)의 제한조건 아래, 방식 A에서와 같이 (11)은 항상 V_i 보다 크게 되므로, v_{Cs} 가 $-V_i$ 에 고정되면서 이 구간이 끝난다. 이 구간에서 v_A 의 순시값은 다음과 같이 구해진다.

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

리셋 전류의 첨두치는 다음과 같이 구해진다.

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

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. 주목할 사항은, 스너버 동작 방식을 결정하는 $I_L Z_L$ 이 스위치의 최대 전압 스트레스도 결정한다는

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

동작방식	A	B
경계조건	$I_L Z_L < V_i$	$V_i < I_L Z_L < 2V_i$
M_1 으로 흐르는 리셋전류 첨두치	$(V_o/N + I_L Z_L - V_i)/Z_s$	$(V_o/N - I_L Z_L + V_i)/Z_s$
M_2 으로 흐르는 공진전류 첨두치	0	$(I_L Z_L - V_i)/Z_s$
스위치 첨두전압	$V_o/N + I_L Z_L$	$V_o/N + I_L Z_L$

사실이다. 강한 서지 억제를 위해 C_s 를 크게 하면 방식 A의 동작을 하려는 경향이 있으며, 그 반대의 경우 방식 B의 동작을 하려는 경향이 있다.

한편, 스너버 리셋은 C_s 와 L_s 의 공진을 통해 이루어지는데, 이 리셋전류는 스위치를 통해 흐르기 때문에, 스위치에는 최대전류의 절반인 I_L 과 리셋전류의 합이 흘러 스위치의 전류 부담을 가중시킨다. 그러나, 방식 B에서는 리셋전류 외에 반대쪽의 스위치로 흐르는 또 다른 공진 전류가 나타나는데, 이로 인해 반대쪽의 스위치는 최대전류 $2I_L$ 과 이 공진 전류의 합이 흐르게 된다. 따라서, 스너버 회로의 공진 전류로 인한 손실이 방식 B의 경우 더 크다고 생각할 수 있지만, 방식 A의 공진 전류는 보다 큰 C_s 로 인해 방식 B의 경우보다 느린 공진 주파수를 보인다. 뿐만 아니라, C_s 가 클수록 이에 관련되는 공진회로의 공진 특성임피던스가 작아 공진 전류의 첨두치가 증가한다. 특히, 앞 절의 동작 방식 A의 시구간 5에서 언급한 바와 같이, 아주 작은 스위치의 기생 인덕턴스가 C_s 와 공진하여 상당히 큰 진폭의 공진 전류를 만들어낼 수 있다. 실제적인 많은 경우, 방식 B에서만 나타나는 공진 전류로 인한 스위치 실효전류 증가는 수% 내외로 매우 작아, 큰 문제가 되지 않는다.

이와 같은 여러 이율배반적인 사항들로 인해 무손실 스너버의 최적 설계기준을 세우기가 매우 어렵다. 그러므로, 응용분야에 따라 스위치의 전압 스트레스의 최소화, 혹은 자기소자의 부피 최소화와 같이, 최우선으로 삼을 기준을 선정 한 후 설계를 시작하는 것이 바람직하다. 기본적인 설계기준은 다음과 같이 정리될 수 있다.

- 1) 변압기의 누설 인덕턴스 L_L 의 값을 측정
- 2) 입력전류 및 출력전압의 최대값을 계산
- 3) 스위치의 최대허용 전압에 맞추어 C_s 의 값을 표 1의 스위치 첨두전압의 식에서 결정
- 4) 적당한 첨두치의 공진전류를 보이도록 표 1의

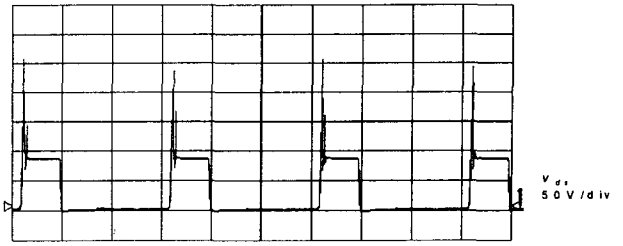


그림 5 스너버가 없는 경우 스위치 전압 파형
Fig. 5 Switch voltage waveform without snubber circuit



그림 6 설계 1($C_s=0.082\mu F$, $L_s=3\mu F$)의 실험 파형
Fig. 6 Waveforms of Design 1($C_s=0.082\mu F$, $L_s=3\mu F$)

- Z_s 와 관련된 식을 이용하여 L_s 의 값을 결정
- 5) 스너버의 리셋 시간이 스위치 도통 시간을 넘지 않는지 확인

4. 설계의 예 및 실험결과

본 논문에서 제시한 해석과 설계방법의 타당성을 검증하기 위하여 $L = 333\mu H$, $C_o = 47\mu F$, $N = 2.6$ 의 소자를 사용하여 20kHz, 300W, 24V 입력, 250V 출력의 전류원 하프-브릿지 컨버터를 구현하였다. 측정된 변압기의 누설 인덕턴스는 $1.5\mu H$ 이다. 스위칭 서지가 없다면, 스위치 차단 시의 전압 스트레스는 96V이며 부스트 인덕터의 전류는 6.3A이다. 그림 5는 스너버를 사용하지 않은 경우의 스위치 전압의 파형으로 250V 이상의 서지가 관찰된다.

설계 1: 스위치 전압서지를 약 125V까지 억제하고자 하는 경우 $C_s=0.082\mu F$ 으로 구해지며 스너버는 방식 B로 동작하게 된다. 스위치 전류의 최대값이 $2I_L$ 를 넘지 않도록 리셋전류를 제한하면 $L_s=3\mu H$ 로 선택된다. 이 경우의 실험 파형은 그림 6과 같다.

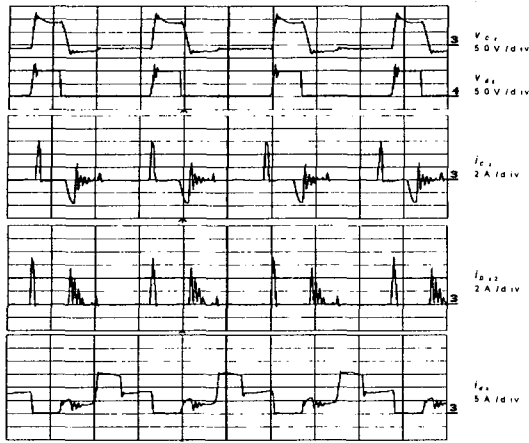


그림 7 설계 1($C_s=0.1\mu F$, $L_s=50\mu H$)의 실험 파형
 Fig. 7 Waveforms of Design 1($C_s=0.1\mu F$, $L_s=50\mu H$)

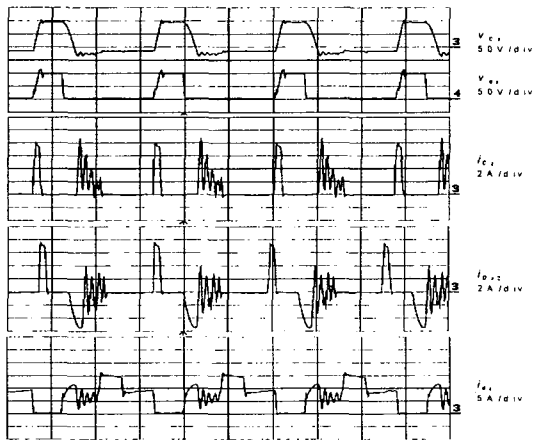


그림 8 설계 1($C_s=0.223\mu F$, $L_s=50\mu H$)의 실험 파형
 Fig. 8 Waveforms of Design 1($C_s=0.223\mu F$, $L_s=50\mu H$)

설계 2: 첨두 리셋전류를 대폭 줄이기 위해 L_s 를 $50\mu H$ 로 증가시켰다. C_s 의 값은 설계 1에서보다 약간 큰 $0.1\mu F$ 으로 하였다. 스너버의 동작은 방식 A와 B의 경계에 가까운 방식 B로 이루어진다. 실험 결과는 그림 7과 같다. 스너버 리셋이 일어나는 구간에서 각 전류의 파형에 스위치의 기생 인덕턴스와 C_s 사이의 공진이 관찰된다.

설계 3: C_s 의 값을 더욱 증가시켜 $0.223\mu F$ 으로 하였으며 L_s 의 값은 설계 2에서와 같이 $50\mu H$ 로 정하였다. 이 경우 동작 방식 A로 동작하며 그림 8에 그 실험 파형을 보이고 있다. 스위치의 전압서지는 최대한 억제되었으나 설계 2의 실험결과에서 볼 수 있었던 스위치 기생 인덕턴스에 의한 공진이 더욱 심해졌다.

5. 결 론

이 논문에서는 0.5보다 큰 시비율에서 승압형으로 동작하는 전류원 하프-브릿지 컨버터를 위한

무손실 스너버를 다루었다. 먼저 그 동작의 자세한 분석을 통하여 서로 다른 두 가지의 동작 방식을 구분하였으며, 몇 가지 정량적인 설계식을 유도하였다. 또한, 설계 시 고려해야 할 사항들에 대해 살펴보면서 최적 설계를 어렵게 하는 몇 가지 동시에 향상될 수 없는 사항들에 대해서도 다루었다. 끝으로, 세 가지 설계의 예를 보였으며, 각 설계의 타당성을 검증하기 위한 실험 결과도 제시하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. Nakahara, T. Ninomiya, and K. Harada, "Surge and Noide Generation in a Forward DC-to-DC Converter," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-21, no. 5, 1985.
- [2] P. J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, vol. 40, no. 1, pp. 139-144.
- [3] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design," McGraw-Hill International Edition, 1991.
- [4] K. Harada, T. Ninomiya, and M. Kohno, "Optimum Design of RC Snubbers for Switching Regulators," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-15, no. 2, 1979.
- [5] F. V. P. Robinson and B. W. Williams, "Active-snubbing or Passive-snubbing for Fast Switches?" IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Conference, 1988, pp. 617-622.
- [6] 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, 1985, pp. 283-290.
- [7] M. Domb, R. Redl, N. O. Sokal, "Nondissipative Turn-off Snubber Alleviates Switching Power Dissipation, Second-breakdown Stress and VCE Overshoot: Analysis, Design Procedure, and Experimental Verification," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982, pp. 445-454.
- [8] T. Tanaka, T. Ninomiya, and K. Harada, "Design of a Nondissipative Turn-off Snubber in a Forward Converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 789-796.
- [9] R. Petkov and L. Hobson, "Optimum Design of a Nondissipative Snubber," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1994, pp. 1188-1195.