

하프 브릿지 듀얼 컨버터를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버

韓翔圭*, 尹鉉基, 文建又, 尹明重, 金倫鎬

A New Active Lossless Snubber for Half-Bridge Dual Converter

Sang-Kyoo Han, Hyun-Ki Yun, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn, and Yoon-Ho Kim

요 약

전류원 하프브릿지 듀얼 컨버터(이하 '듀얼 컨버터')를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버가 제안된다. 제안된 능동형 무손실 스너버는 주 스위치의 턴 오프 시 변압기 누설 인덕터로 인해 발생하는 스위치 양단 전압 서지를 흡수해줄 뿐만 아니라 주 스위치 및 부가된 보조스위치의 턴 온 시 영전압 스위칭까지 보장해 주기 때문에 스위칭 손실을 거의 무시할 수 있으며, 고 효율 및 고속 스위칭에 매우 유리한 장점을 가져 높은 전력밀도를 가진 고성능 승압형 컨버터의 구현을 가능하게 한다. 또한 영전압 스위칭을 위해 별도의 인덕터 없이 변압기의 누설 인덕터만으로 그 구현이 가능하며 보조 스위치의 구동신호가 주 스위치와 교대로(complementary) 온 오프 되므로 별도의 PWM IC가 필요 없는 간단한 구조를 가지며, 제작 시 단가 절감 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 기존에 제안된 바 있는 듀얼 컨버터에 제안된 능동형 무손실 스너버를 적용하여 그 동작 원리, 영전압스위칭 조건, 그리고 설계방법 등에 대해 살펴보고 최종적으로 제시된 이론적인 분석결과 및 동작의 유효성 검증을 위해 24V/DC 입력에 200V/DC 출력을 갖는 200W급 축소모델을 제작하여 100kHz로 구동한 실험 결과를 제시한다.

ABSTRACT

A new active lossless snubber for half-bridge dual converter(that is called 'dual converter') is proposed in this paper. It features soft switching(ZVS) as well as turn-off snubbing in both main and auxiliary switches. Therefore, it helps the dual converter to operate at the higher frequency with a higher efficiency and smaller-sized reactive components. Moreover, since it uses parasitic components, such as leakage inductances and switch output capacitances etc, to achieve the ZVS of power switches, it has simpler structure and lower cost of production.

The operational principle, theoretical analysis, and design consideration are presented. To confirm the operation, features, and validity of the proposed circuit, experimental results from a 200W, 24V/DC-200V/DC proto-type are presented.

Key Words: High-power, step-up converter, DC-DC converter, zero-voltage-switching, lossless snubber

*KAIST 대학원 전기 및 전자공학과 박사과정

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

접수일자 : 2002. 7.23

1차심사 요청일 : 2002. 7.30

심사완료일 : 2002. 8.28

1. 서 론

최근 전자 기술의 발전으로 모든 전자 장치들은 고 집적 및 고성능화 됨에 따라 말단의 전자 장치들은 점

차 낮은 전압을 요구하고 있다. 이러한 현상을 배경으로 지금까지의 전력 변환 기술은 강압형 전력 변환을 중심으로 많은 연구가 이루어져 왔으며 그 기반도 확고하게 다져져 있는 반면 승압형 전력 변환에 관한 연구는 강압형 전력 변환에 비해 상대적으로 그 수요가 군수 분야나 전기식 구동 분야에 한정되어있는 만큼 그 연구 기반이 넓지 못한 실정이다. 근래에 와서 전기 자동차, 무정전 전원공급장치(UPS), 서버시스템, 태양광 발전 및 연료전지 등에 관한 연구가 활발히 이루어짐에 따라 그 수요와 요구되는 전력 사양이 계속 증가하고 있는 추세이다^{[1][5][6][7]}.

승압형 전력변환기는 기존의 다른 토폴로지(Topology)에 비해 승압 비가 높고 소자 스트레스 등에 있어 우수한 특성을 보이며 대용량 시스템에 적합한 토폴로지로서 그림 1과 같은 전류원 하프브릿지 듀얼 컨버터(Current-fed Half-bridge Dual Converter; 이하 듀얼 컨버터)^[1]가 이미 제안된 바 있다. 이 토폴로지는 입출력의 전기적 절연과 더 높은 승압 비를 얻기 위해 고주파 절연 변압기가 삽입되어 있는데 그 기본적인 동작을 살펴보면 다음과 같다.

먼저 주 스위치 M_1 과 M_2 를 모두 통전 시켜 부스트 인덕터에 전류원을 확립한 후 두 스위치 중 하나를 차단시키게 되면 인덕터에 생성된 전류는 변압기를 통해 부하 측으로 전달되면서 승압동작이 이루어지게 된다. 그러나 생성된 전류원을 변압기를 통해 부하 측으로 전달하는 듀얼 컨버터와 같은 토폴로지의 경우 공통적으로 스위치 차단 시 변압기 누설 인덕터로 인해 생성된 전류가 곧바로 변압기로 유입되지 못하고 차단되는 스위치 출력 캐패시터로 유입되어 스위치 양단에 과도한 서지성 전압을 야기시켜 스위치 전류 및 전압의 증첩을 과도하게 발생시켜 심각한 전력 손실을 야기할 뿐만 아니라 서지성 전압이 스위치 내압을 초과할 경우 시스템의 영구적인 파괴로 이어지는 경우로 나타날 수 있다^{[1][3][4][5][8][9][10]}.

이를 해결하기 위해 기존에 제안된 바 있는 턴 오프 스너버로 크게 손실 스너버(RCD snubber)^{[2][6]}와 무손실 스너버^{[3][4]}를 들 수 있다. 손실 스너버의 경우 설계 및 제작이 간단하여 적용이 매우 용이 하나 스너버 저항에서의 과도한 에너지 소모가 전체 시스템의 효율을 매우 저하시키는 단점을 안고 있다. 반면 무손실 스너버의 경우 손실 스너버에 비해 손실이 거의 없어 높은 효율을 보이나 동작 방식이 복잡하고 최적설계가 용이하지 못한 단점을 안고 있다.

뿐만 아니라 상기한 두 가지 방식들은 모두가 턴 오프

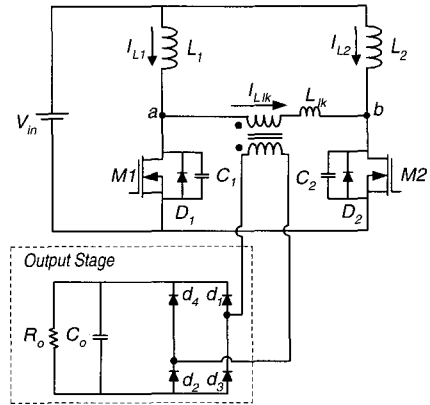


그림 1 전류원 하프브릿지 듀얼 컨버터
Fig. 1 Current-fed half-bridge dual converter

프 시 스위치 양단 전압 서지를 저감시켜줄 뿐 턴 온 시 영전압 스위칭은 모두가 고려되지 않으므로 기기의 소형화와 제작절감을 위해 고주파 스위칭 동작을 하고자 할 때 주파수에 비례한 턴 온 스위칭 손실이 매우 과도하게 드러나 동작주파수에 대한 한계가 뒤따른다^{[1][2][3][4]}.

따라서 본 논문에서는 턴 오프 시 스너빙 역할과 턴 온 시 영전압 스위칭을 모두 수행할 수 있는 간단한 구조의 새로운 능동형 무손실 스너버를 제안하고 그 동작에 대한 분석과 설계 가이드를 제시한다. 최종적으로 전기식 구동시스템에 적용 가능한 24V/DC 입력에 200V/DC 출력의 200W급 축소 모델을 설계 및 제작하여 살펴본 실험 결과를 통하여 제시된 분석과 설계의 타당성을 검증한다.

2. 제안된 능동형 무손실 스너버의 동작

그림 2와 같이 제안된 회로의 구조와 동작은 주 전력스위치의 영전압 스위칭 및 턴 오프 스너빙을 위해 삽입된 보조 회로를 제외하면 모두 동일하며 다만, 보조회로 측 스위치의 게이트 구동 신호는 각 레그(Leg)의 주 스위치와 교대로(complementary) 온 오프 된다. 한편 주 스위치의 영전압 스위칭을 위한 충분한 에너지를 확보하기 위해 변압기의 누설 인덕턴스는 가급적 크게 되도록 설계 및 제작하여야 하며 필요에 따라 추가적인 인덕터를 삽입해야 할 수도 있다.

제안된 회로의 정상상태 해석을 위해 그림 2에서 명시되지 않은 기생 성분은 모두 무시하며, 입력 측 부스트 인덕터 L_1 과 L_2 의 인덕턴스 값이 그 전류 리플을 무시할 수 있을 만큼 매우 크기 때문에 등가적인 전류

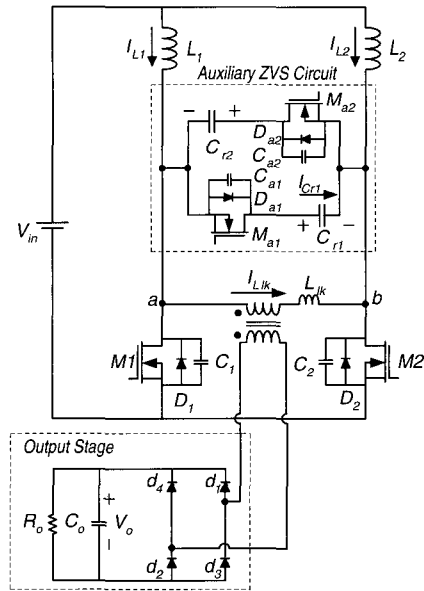


그림 2 제안된 회로
Fig. 2 Proposed circuit diagram

원으로 가정하기로 한다. 또 시간 t_0 이전에는 주 스위치 M_1 과 M_2 가 그림 4와 같이 모두 온 되어있으므로 각각의 스위치를 통해 I_{in} 전류가 통전되고 있으며 보조회로 내의 캐패시터는 일정한 전압으로 충전되어 있다고 가정한다.

아울러 제안된 회로의 동작은 $t_0 \sim t_4$ 및 $t_4 \sim t_8$ 의 두 개의 반주기로 나눌 수 있으며 각각의 동작은 상호 대칭적이므로 첫 번째 반주기에 대해서만 설명하기로 한다.

2.1 모드 1($t_0 \sim t_1$)

스위치 M_1 이 t_0 시점에서 차단되면서 모드 1의 동작이 시작된다. 입력 전류 I_{in} 은 보조회로가 없는 경우 변압기의 누설 인덕턴스로 인해 곧바로 부하 측으로 전달되지 못하고 M_1 의 출력 캐패시터로 유입되어 M_1 양단에 과도한 전압 서지를 발생시킬 수 있으나 보조회로의 캐패시터 C_{r1} 과 보조 스위치의 출력 캐패시터 C_{a1} 을 통해 그림 5와 같은 도통경로를 형성함으로써 스위치 M_1 의 턴 오프 시 스너빙(snubbing) 역할을 한다. 이때 입력 전류 I_{in} 은 M_{a1} 의 출력 캐패시터에 충전되어 있던 전하를 방전시킨 후 M_{a1} 의 내장 다이오드를 통전 시킴으로서 영전압 스위칭을 위한 여건을 조성한다. 한편 변압기 1차 측 누설 인덕터에는 $V_{Cr1} - V_o/N$ 의 전압이 인가되므로 변압기 1차 측 전류

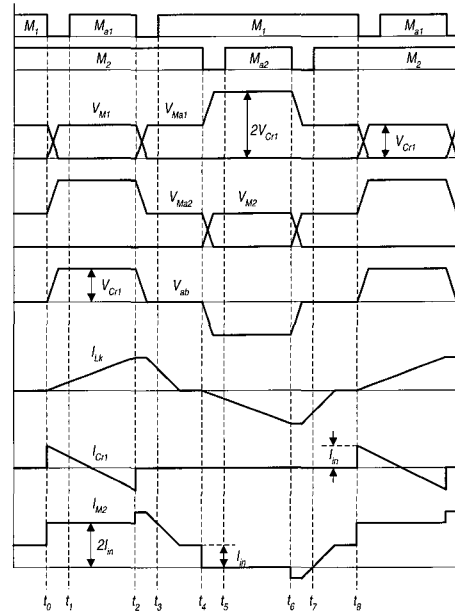


그림 3 각부 동작 파형
Fig. 3 Key waveform for mode analysis

는 다음 식 (1)과 같이 선형적으로 증가하면서 부하 측으로 전달되고 입력 전류 I_{in} 과 변압기 1차 측 전류의 차이는 식 (2)와 같이 보조회로의 C_{r1} 을 통해 흐르면서 선형적인 감소를 보인다.

$$i_{Llk}(t) = \frac{(V_{Cr1} - V_o/N)}{L_{lk}} (t - t_0) \tag{1}$$

$$i_{Cr1}(t) = I_{in} - \frac{(V_{Cr1} - V_o/N)}{L_{lk}} (t - t_0) \tag{2}$$

2.2 모드 2($t_1 \sim t_2$)

t_1 시점에서 M_{a1} 을 통전 시킴으로서 그림 6과 같은 도통경로를 형성하면서 모드 2의 동작이 시작된다. 이때 모드 1에서 이미 M_{a1} 의 내장 다이오드가 통전되어 M_{a1} 의 양단은 영 전압으로 유지되고 있으므로 보조스위치 M_{a1} 은 영전압 스위칭이 이루어진다. 한편 C_{r1} 의 전류는 계속 감소하여 그 방향은 반전되며 반면 변압기 1차 측 전류는 C_{r1} 전류의 감소분만큼 증가하여 입력 전류 I_{in} 보다 그 크기가 커지게 된다. 다시 말해 변압기 1차 측의 누설 인덕터에는 $V_{Cr1} - V_o/N$ 전압이 계속 인가되고 있으므로 전류는 계속적인 증가를 보이며 어느 시점 이후부터는 입력전류 I_{in} 보다 커지게 된다.

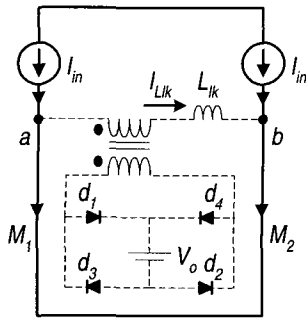


그림 4 시간 t_0 이전의 도통경로
Fig. 4 Equivalent circuit before t_0

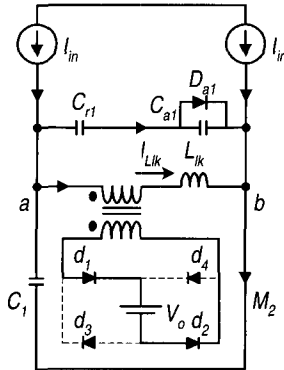


그림 5 모드 1의 도통경로
Fig. 5 Equivalent circuit for mode 1

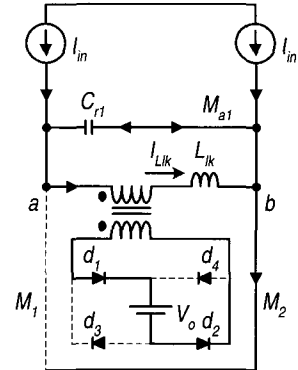


그림 6 모드 2의 도통경로
Fig. 6 Equivalent circuit for mode 2

2.3 모드 3($t_2 \sim t_3$)

t_2 시점에서 M_{a1} 을 차단시킴으로써 C_{r1} 에 흐르고 있던 전류는 그림 7과 같이 스위치 M_1 으로 전류(Commutation)하게 된다. 이때 입력 전류 I_{in} 과 변압기 1차측 전류 I_{Lk} 의 차이는 M_{a1} 의 출력 캐패시터를 V_{Cr1} 으로 충전시키고 동시에 M_1 의 출력 캐패시터에 충전되어 있던 전하를 방전시킨 후 M_1 의 내장 다이오드를 통전 시킴으로서 영전압 스위칭을 위한 여건을 조성한다.

2.4 모드 4($t_3 \sim t_4$)

t_3 시점에서 M_1 을 통전 시킴으로써 그림 8과 같은 도통경로를 형성하면서 모드 4의 동작이 시작된다. 이때 모드 3에서 이미 M_1 의 내장 다이오드가 통전되어 M_1 의 양단은 영 전압으로 유지되고 있으므로 영전압 스위칭이 이루어진다. 한편 L_{lk} 양단은 V_o/N 전압이 역으로 인가되므로 전류는 식 (3)과 같이 선형적으로 감소한다.

$$i_{L_{lk}}(t) = -\frac{V_o/N}{L_{lk}}(t - t_3) \quad (3)$$

이후 변압기 1차측 전류는 계속 감소하여 결국 0이 되어 출력 측으로 전달되던 입력 측 에너지가 차단되며 스위치 M_1 과 M_2 는 모두 통전되어 있으므로 그림 4와 동일하게 입력 전압원의 에너지가 부스트 인덕터에 저장되고 있다. 다음 $t_4 \sim t_5$ 의 동작은 모드 0에서 모드 4와 대칭적으로 반복된다.

3. 입출력 전압변환 비

해석의 편의를 위해 스위치 M_1 과 M_{a1} 그리고 M_2 와 M_{a2} 사이의 데드타임(dead time)은 없는 것으로 가정한다.

먼저 부스트 인덕터 L_l 의 전압 시간 평형 조건으로부터 다음 식을 유도할 수 있다.

$$V_{in}D = (V_{cr1} - V_{in})(1 - D) \quad (4)$$

또 변압기 1차측 누설 인덕터의 전류는 그림 9와 같이 전류 불연속 모드(DCM)로 흐르므로 변압기 1차측으로 변환된 출력전류의 평균치는 누설 인덕터 전류의 평균치와 동일하다는 조건으로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} N \frac{V_o}{R_o} &= \text{average} \langle |i_{Lk}| \rangle \\ &= \frac{(1-D)^2 T_s}{L_{lk}} \left(N \frac{V_{Cr1}^2}{V_o} - V_{Cr1} \right) \\ V_o &= \frac{(1-D)^2 T_s R_o}{L_{lk}} \left(\frac{V_{Cr1}^2}{V_o} - \frac{V_{Cr1}}{N} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 식 (5)에서 V_{cr1} 을 식 (4)에 대입하여 소거하면 입출력 변환 관계식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{in}} &= \frac{1}{\frac{1-D}{2N} + \sqrt{\frac{(1-D)^2}{4N^2} + \frac{1}{\beta}}} \\ \beta &= \frac{R_o T_s}{L_{lk}} \end{aligned} \quad (6)$$

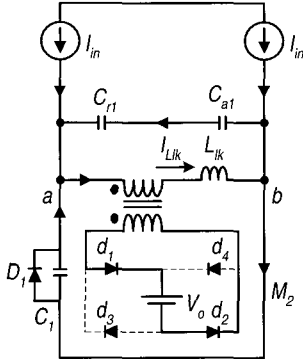


그림 7 모드 3의 도통경로
Fig. 7 Equivalent circuit for mode 3

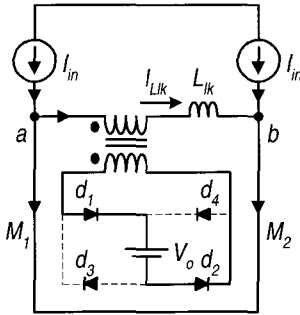


그림 8 모드 4의 도통경로
Fig. 8 Equivalent circuit for mode 4

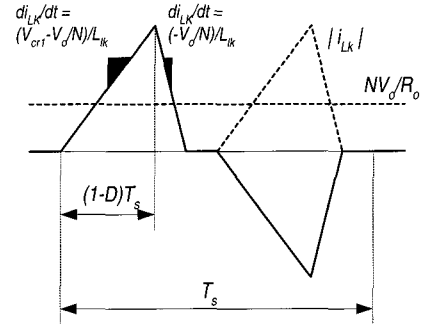


그림 9 변압기 1차측 전류
Fig. 9 Transformer primary current

위의 관계식 (6)은 변압기 누설 인덕터 L_{lk} 를 0으로 가정할 경우 $N/(1-D)$ 으로서 보조 회로가 없는 경우의 듀얼 컨버터와 동일한 입력력 관계식을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 10은 위의 관계식을 이용하여 변압기 턴비와 변수 β 에 따른 입력력 전압 변환 비를 나타낸 것이다.

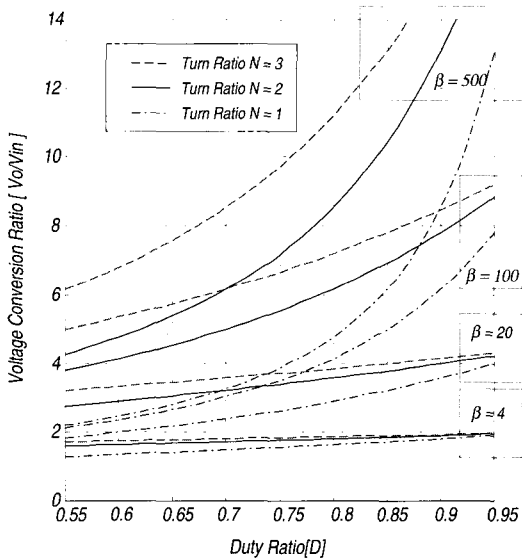


그림 10 입력력 전압변환비
Fig. 10 Voltage conversion Ratio

4. 제안된 회로의 설계

스위치 M_1 과 M_{a1} 그리고 M_2 와 M_{a2} 의 스위칭 동작은 동일하며 상호 대칭적이므로 M_1 과 M_{a1} 만 고려하도

록 한다. 보조 스위치 M_{a1} 의 경우 M_1 이 차단되는 즉시 부스트 인덕터에 저장되어 있던 에너지로 영전압 스위칭을 하며 부스트 인덕터의 경우 입력전류가 거의 일정할 만큼 큰 인덕턴스를 가지고 있으므로 M_{a1} 의 양단전압은 거의 선형적으로 증가한다. 따라서 M_1 과 M_{a1} 사이에 요구되는 데드타임은 다음과 같다.

$$T_{dead1} = \frac{C_{eq} V_S}{I_{in}} \quad (7)$$

여기서, C_{eq} 는 $C_1 + C_{a1} = C_2 + C_{a2}$ 이다.

스위치 M_1 의 영전압 스위칭은 누설 인덕턴스와 스위치 캐패시터 C_{eq} 와의 공진에 의해 이루어진다. 스위치 M_{a1} 이 차단되면 누설 인덕턴스 전류와 입력전류의 차는 C_1 을 방전하고 C_{a1} 을 충전한다. 이 기간동안의 등가회로는 그림 11과 같다. 스위치 양단 전압은 C_{eq} 양단 전압에 해당하며, 따라서 이때의 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{Ceq}(t) = (I_P - I_{in}) \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{eq}}} \sin(\omega t) \quad (8)$$

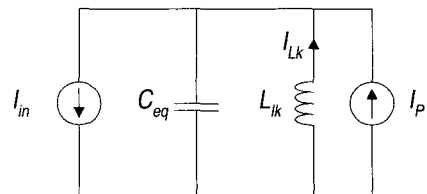


그림 11 모드 3의 등가회로
Fig. 11 Equivalent circuit for mode 3

여기서, w 는 $1/(L_{lk}C_{eq})^{0.5}$ 이며 I_p 는 변압기 누설인덕터 전류 최대치로 $(1-D)T_s(V_{Cr1}-V_o)/L_{lk}$ 와 같다.

따라서 M_{a1} 과 M_1 사이의 요구되는 데드타임은 V_{eq} 가 최대가 되는 1/4 공진 주기가 되어야 하므로 다음과 같다.

$$T_{dead2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk}C_{eq}} \quad (9)$$

스위치 M_1 과 M_2 의 영전압 스위칭을 이루기 위해 누설 인덕터에 저장되어 있는 에너지는 스위치 출력 캐패시터에 해당되는 C_{eq} 의 전압을 V_{Cr1} 까지 충전시킬 수 있을만큼 충분히 커야 한다. 따라서 위의 식 (8)로부터 다음과 같은 조건 식을 얻을 수 있다.

$$V_{Cr1} \leq (I_p - I_{in}) \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{eq}}} \quad (10)$$

5. 실험결과

본 절에서는 제안된 회로의 분석 및 설계의 타당성을 검증하기 위해 24V/DC 입력에 200V/DC 출력의 200W급 축소모델을 설계 및 제작하여 실험을 행한다. 실험에 사용된 설계 사양은 표 1과 같다.

표 1 시스템 설계 사양 및 각부 파라미터

Table 1 System specifications and parameters

Design specifications and parameters	value
동작주파수 (f_{sw})	100kHz
입력전압 (V_{in})	24V
출력전압 (V_o)	200V
정격용량 (P_o)	200W
변압기 권선비 (N)	2.6
측정된 변압기 누설 인덕터 (L_{lk})	3uH
부스트 인덕터 (L_1, L_2)	300uH
보조 회로 캐패시터 (C_{r1}, C_{r2})	1uF
주 스위치 M_1, M_2	2SK2995
보조 스위치 M_{a1}, M_{a2}	2SK2837
스위치 M_1, M_2 출력 캐패시터 (C_1, C_2)	1.9nF
보조 스위치 M_{a1}, M_{a2} 출력 캐패시터 (C_{a1}, C_{a2})	1.165nF

그림 12는 스위치 구동 신호에 따른 변압기 1차측, 전류 및 양단 전압 파형을 보이고 있으며, 그림 13은 스위치 M_1 과 M_{a1} 의 양단 전압파형과 스위치 M_1 의 전류 파형을 보이고 있으며 앞서 살펴본 이론적인 파형과 모두 일치하고 있음을 확인 할 수 있다.

그림 14는 스위치 M_1 과 M_{a1} 이 영전압 스위칭이 이루어지고 있음을 보이는 실험 파형으로 스위치 M_1 및 M_{a1} 의 양단 전압이 모두 영 전압으로 떨어진 이후 게이트 구동 신호가 인가되는 것을 알 수 있다.

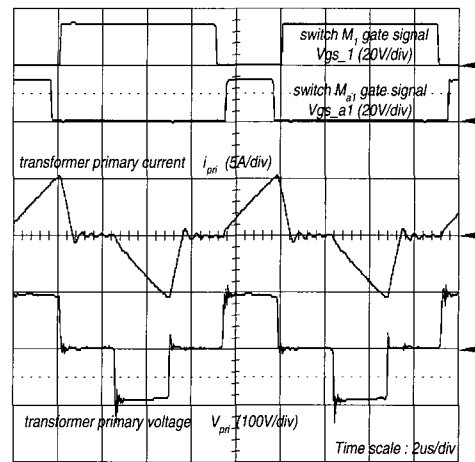


그림 12 실험결과 파형 I

Fig. 12 Experimental waveform I

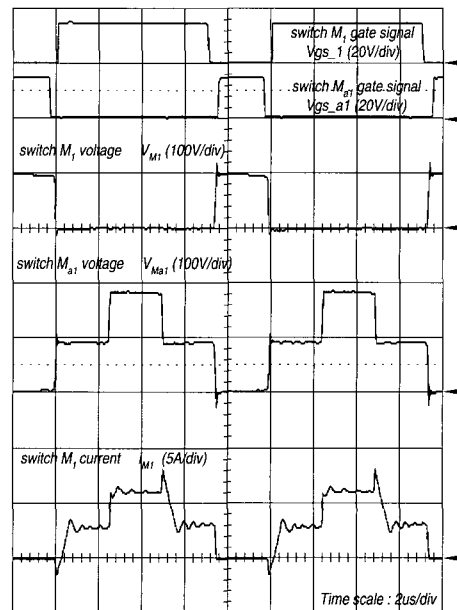


그림 13 실험결과 파형 II

Fig. 13 Experimental waveform II

그림 15(a)는 이론적으로 살펴본 듀티비에 따른 입출력 전압변환 비를 나타내고 있으며 그림 15(b)는 실험적으로 측정된 입출력 전압변환 비를 나타내고 있다. 그림에서도 보이듯 이론적인 값과 실험적인 값이 거의 일치함을 알 수 있으며, 다만 실험적으로 살펴본 전압변환비가 다소 큰 것은 회로 각부 파라미터 값과 실험 과정중의 오차에 기인한 결과인 것으로 생각된다. 결과적으로 앞서 수식적으로 살펴본 식 (6)과 마찬가지로 듀티비가 증가하거나 부하가 감소할수록 입출력 전압변환 비는 증가함을 알 수 있다.

그림 16은 부하율에 따른 입출력 전력변환 효율을 실험적으로 측정된 결과이며 100kHz의 높은 동작주파수에도 불구하고 영전압 스위칭으로 인해 스위칭 손실이 거의 없으며 대부분의 손실은 도통 손실

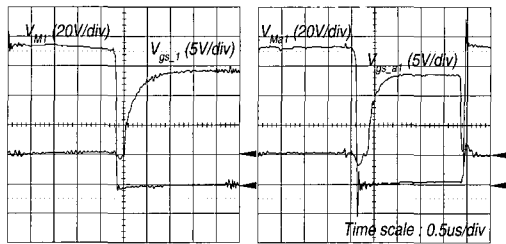
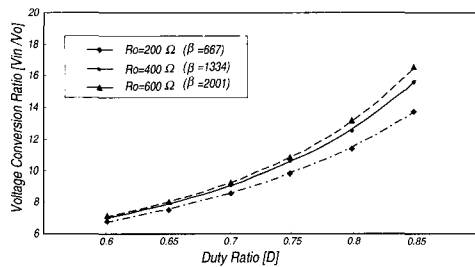
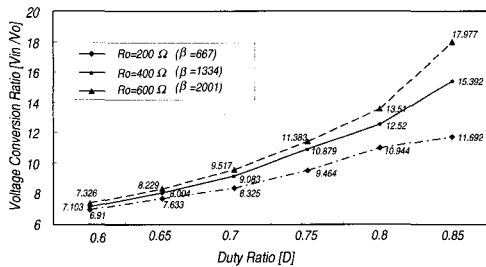


그림 14 실험결과 파형 III
Fig. 14 Experimental waveform III



(a) Simulated result



(b) experimently measured result

그림 15 입출력 전압변환 비
Fig. 15 Voltage conversion ratio

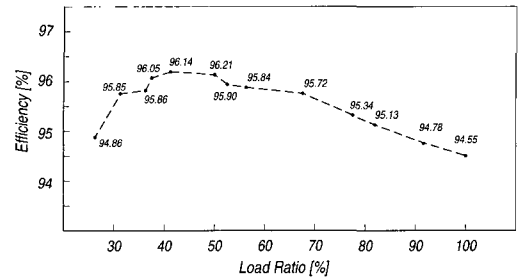


그림 16 실험적으로 측정된 효율
Fig. 16 Experimentally measured efficiency

(conduction loss)로서 전반적으로 94%이상의 효율을 보임을 알 수 있다.

6. 결 론

종래의 무손실 스너버는 턴 오프 스너빙 역할만 할 뿐 턴 온 시 영전압 스위칭은 고려되지 않았다^[1,2,3,4]. 따라서 매 주기마다 발생하는 스위칭 손실이 동작 주파수에 비례하여 과도하게 발생하며 영 전압 스위칭을 위해 스너버와 별도의 보조회로를 추가하여야 하는 문제점을 안고 있었다. 본 논문에서 제안된 능동형 무손실 스너버는 턴 오프 스너빙 역할뿐 아니라 턴 온 시 영전압 스위칭까지 보장해 주기 때문에 스위칭 손실을 거의 무시할 수 있어 고효율을 보장해 줄뿐만 아니라 고속 스위칭에 매우 유리한 장점을 가져 높은 전력밀도를 가진 고성능 승압형 컨버터의 구현을 가능하게 한다. 뿐만 아니라 구조가 간단하고 스위치의 구동신호가 주 스위치와 교대로(complementary) 온 오프 되므로 그 구현에 있어 매우 간단하여 제작 단가 절감 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 기존에 제안된 바 있는 전류원 하프 브릿지 듀얼 컨버터에 제안된 능동형 무손실 스너버를 적용하여 그 동작 원리, 영전압 스위칭 조건, 그리고 설계 방법 등에 대해 살펴보고 최종적으로 제시된 이론적인 분석결과 및 동작 파형들을 검증하기 위해 200W급 24V/DC-200V/DC의 듀얼 컨버터에 제안된 무손실 스너버를 설계 및 적용한 실험 결과를 제시하였다. 턴 오프 스너빙과 영전압 스위칭을 가능하게 하는 간단한 구조의 제안된 무손실 스너버는 대용량 승압형 전력변환기에 다양하게 응용될 수 있다.

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

참 고 문 헌

- [1] Peter J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 139~144, February 1993.
- [2] Pressman, "Switching Mode Power Supply Design", Mc Graw Hill Inc.
- [3] Moshe Domb, Richard Redl, and Nathan O. Sokal, "Nondissipative Turn-Off Snubber Alleviates Switching Power Dissipation, Second-Breakdown Stress and Vce Overshoot: Analysis, Design Procedure and Experimental Verification", IEEE, 1982.
- [4] Tanaka, T. Ninomiya, and T. Harada, "Design of a nondissipative turn-off snubber in a forward converter", PESC '88 Record, 19th Annual IEEE, pp. 789~796, vol. 2, 1989.
- [5] 강정일, 노정욱, 한상규, 윤명중, "새로운 위상전이 병렬 입력/직렬출력 모듈화를 적용한 듀얼 컨버터", 전력전자 학술대회 논문집, pp. 270~273, 2000.
- [6] J.I. Kang, C.W. Roh, G.W. Moon, and M.J. Youn, "An analysis of phase shifted parallel-input/series-output dual converter for high-power step-up applications", Transactions of KIEPE, vol. 6, no. 5, pp. 400~409, 2001.
- [7] 강정일, 노정욱, 문건우, 윤명중, "대용량 승압형 병렬 입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 분석", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제5호, pp. 400~409, 2001년 10월.
- [8] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and F.C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber", APEC '98.
- [9] Lucio R. Barbosa, et al., "A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter", PESC '98.
- [10] R. Redl and N.O. Sakal, "Push-Pull Current-fed Multiple Output DC/DC Converter with Only One Inductor and with 0 to 100% Switch Duty Ratio", PESC '80.

저 자 소 개



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 졸업. 2002년 동 대학원 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 박사과정.



문건우(文建又)

1966년 10월생. 1990년 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1996년~1998년 한전 전력연구원 전력계통연구실 선임연구원. 1998년~2000년 (주)키테크놀러지 대표이사. 2000년 3월~2000년 8월 세종대학교 전자공학과 조교수. 2000년 9월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 조교수. 당 학회 편집위원.



윤명중(尹明重)

1946년 11월생. 1970년 서울대 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 6월 20일생. 1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(공학박사). 현재 중앙대 전기공학과 교수. 당 학회 감사.