

전하 제어를 적용한 비대칭 하프 브리지 직류-직류 컨버터

임 원 석, 최 병 조  
경북대학교 전자공학과

An Asymmetrical Half-Bridge Dc-to-Dc Converter Employing Charge Control

Wonseok Lim, Byungcho Choi  
Kyungpook National University

**Abstract** - In this paper, a charge controlled asymmetrical half-bridge (ASHB) dc-to-dc converter is presented. For ASHB dc-to-dc converter, the peak current-mode control was found to be problematic primarily due to the oscillatory behavior of the current feedback signal. To resolve this problem, a charge control method is applied to the ASHB dc-to-dc converter. A 50W prototype ASHB dc-to-dc converter was built, and successfully tested.

1. 서 론

시비율이 상보적으로 동작하는 비대칭 하프 브릿지 (ASHB: Asymmetrical Half-Bridge) 컨버터는 영전압 스위칭 구동이 용이하여 공진형 컨버터와 같이 스위칭 손실을 최소화할 수 있고, 도통 손실이 큰 공진형 컨버터와는 달리 기존의 PWM(Pulse Width modulation) 컨버터 수준의 낮은 도통손실이 있는 장점이 있다. 또한 출력측 필터에 인가되는 전압의 리플 성분의 크기가 작기 때문에 필터의 크기를 작게 할 수 있어 저전압 고효율 컨버터 구현에 적합하다[1,2].

그림 1은 ASHB 컨버터의 전원부 회로와 각 스위치의 구동신호를 나타낸다. 전원부는 두 개의 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ , 클램프 커패시터(Clamp capacitor)  $C_c$ , 턴수비가  $n:1$ 인 센터 탭 트랜스포머(Center-tap transformer), 정류다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ , 그리고 저주파 필터를 구성하는 인덕터  $L_f$ 와 커패시터  $C_f$ 로 이루어져 있으며,  $L_m$ 은 트랜스포머의 자화 인덕턴스를 나타낸다. 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 는 그림 1과 같이 각각  $d$ 와  $(1-d)$ 의 시비율을 가지며 서로 상보적으로 동작한다. 이때  $C_c$ 는 current-sec 평형조건을,  $L_m$ 은 volt-sec 평형조건을 만족한다. 정상상태 해석에 대한 내용은 [1,2]에 잘 나타나있다.

ASHB 컨버터에 전압 레귤레이션과 페루프 특성의 향상을 위해 전압 제어(Voltage-mode control)를 적용하면 비교적 우수한 동특성과 안정성을 제공하는 컨버터를 구현할 수 있다[3]. 그러나 전압 제어는 최적의 제어 루프를 설계하는데 제한이 있고, 따라서 최적의 동특성을 제공하는 컨버터를 구현하기 어렵다.

일반적으로, 최대치 전류 제어 (Peak current-mode control)는 전압 제어보다 더 우수한 동특성을 제공하기 때문에 PWM컨버터에 널리 이용되고 있다. ASHB 컨버터에도 최대치 전류 제어를 적용하면 우수한 동특성을 제공하는 컨버터를 설계할 수 있다. 그러나 최대치 전류 제어는 스위치 전류나 다이오드 전류를 감지해서 이를 제어 신호로 이용하는데, 이때 감지된 신호는 회로의 여러 기생성분들에 의해 피킹이나 노이즈를 포함하는 근본적인 문제가 있다[7].

이러한 문제를 해결하기 위해 전하 제어 기법을 도입하였다. 전하 제어는 최대치 전류 제어와 비슷한 동특성을 제공하는 동시에[4], 감지한 스위치 전류를 도통시간 동안 적분하여 제어 신호로 사용한다. 따라서 감지

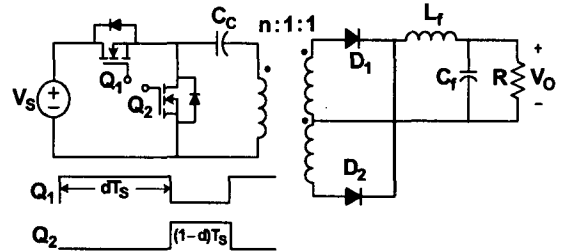


그림 1 비대칭 하프 브릿지 컨버터  
Fig. 1. Asymmetrical half-bridge converter

된 신호가 피킹이 심하거나 스위치 도통 시간동안 스위치 전류가 최대에 이르지 않는 응용분야에서 많이 사용된다[5,6].

본 논문에서는 전하 제어를 적용한 ASHB 직류-직류 컨버터를 설계하고 구현하였다. 먼저 최대치 전류 제어를 적용한 ASHB 컨버터의 동작 원리와 문제점을 살펴보고, 이러한 문제점을 극복하기 위한 전하 제어의 기본 원리와 동작 원리에 대하여 알아보았다. 전하 제어를 적용한 실험실형 ASHB 직류-직류 컨버터를 설계 및 제작하고, 실험을 통해 컨버터의 안정된 동작을 확인하였다.

2. 최대치 전류 제어 ASHB 컨버터

2.1 전류 제어 ASHB 컨버터의 동작 원리

그림 2에 최대치 전류 제어 ASHB 컨버터의 회로도 와 주요 파형을 나타내었다.  $dT_s$ 기간 동안 스위치  $Q_1$ 이 도통되고, 2차측 다이오드  $D_1$ 이 도통되어 전류  $i_{D1}$ 이 흐른다. 이 전류는 전류 감지 회로(Current sensing network)를 통해 전압  $v_T$ 로 바뀐다. 전압  $v_T$ 가 제어 신호  $v_C$ 에 도달하면 스위치  $Q_1$ 이 턴-오프되고, 스위치  $Q_2$ 가 턴온되어  $(1-d)T_s$  구간을 구성한다.

2.2 최대치 전류 제어 ASHB 컨버터의 문제점

ASHB 컨버터는 상당히 큰 직류 전류가 자화 인덕턴스로 흐른다[1,2]. 따라서 트랜스포머에 갭이 필요하며 이는 트랜스포머의 누설 인덕턴스와 기생 커패시턴스를 만들게 된다. 그림 3에 최대치 전류 제어 ASHB 컨버터의 실험 파형을 도시하였다. 맨 위의 파형은 스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ 를 구동하기 위한 신호이고, 두번째 파형은 다이오드  $D_1$ 의 전류  $i_{D1}$ 이다. 앞에 언급한 트랜스포머의 기생 성분과 다이오드의 접합 커패시턴스로 인한 과도한 피킹과 오실레이션이 나타난다. 따라서 이러한 전류를 그대로 감지하여 제어 신호로 사용할 수 없고, 큰 저주파 통과 필터를 사용하여 한다. 그러나 이러한 큰 필터는 앞에서 언급한 전압  $v_T$ 의 왜곡을 일으켜 전류 제어에서 또 다른 문제를 야기한다. 맨 아래 파형은 필터를 통과한 전압  $v_T$ 이다. 큰 피킹과 오실레이션은 어느 정도 줄어들었지

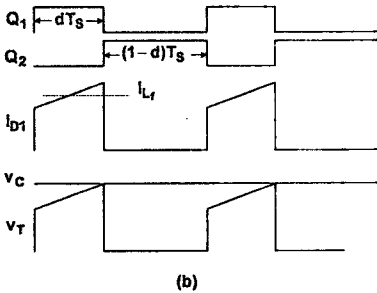
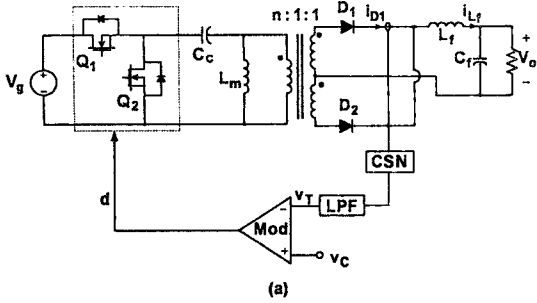


그림 2. 최대치 전류 제어 비대칭 하프 브릿지 컨버터  
(a) 회로도 (b) 주요 파형  
Fig. 2. Peak current-mode controlled asymmetrical half-bridge converter  
(a) Circuit diagram (b) Key waveforms

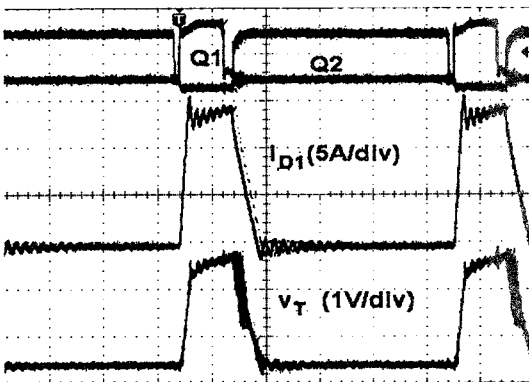


그림 3. 최대치 전류 제어 ASHB 컨버터의 실험 파형(1μs/div)  
Fig. 3. Experimental waveforms of peak current-mode controlled ASHB converter(1μs/div)

만 여전히 노이즈가 포함된 불안정한 신호이다.

### 3. 전하 제어 ASHB 컨버터

#### 3.1 기본 원리

그림 4에 전하 제어의 원리를 설명하기 위해 다이오드 전류와 다이오드 전류를 적분한 신호를 도시 하였다. 실제 다이오드 전류 파형에서 큰 피킹이 이상적인 다이오드 전류 파형에서의 최대치 보다 크게 되면 컨버터의 스위치 구동 신호가 올바르게 만들어지지 않게 되고, 컨버터가 불안정해 진다.

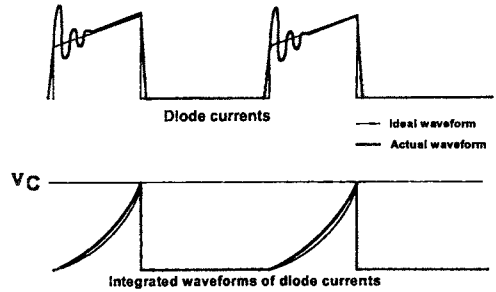


그림 4. 다이오드 전류 파형과 그 적분파형  
Fig. 4. Diode currents and its integrated waveforms

이러한 문제는 전하 제어를 적용하면 큰 필터를 사용하지 않고도 쉽게 해결할 수 있다. 그림 4의 아래 그림과 같이 전하 제어를 적용할 때는 다이오드 전류를 감지하고 그 적분한 신호를 제어 신호로 사용하기 때문에 이상적인 파형과 실제 파형이 거의 차이를 보이지 않는다. 따라서 큰 피킹이나 오실레이션이 있어도 큰 어려움 없이 제어 회로를 설계할 수 있다.

#### 3.2 전하 제어 ASHB 컨버터의 동작 원리

그림 5에 전하 제어를 적용한 ASHB 컨버터의 회로도와 주요 파형을 도시하였다. 전하 제어의 동작 원리를 간단히 살펴보면 다음과 같다.  $dT_s$  구간동안 스위치  $Q_1$ 이 도통되고 2차측 다이오드  $D_1$ 의 전류를 커패시터  $C_T$ 에 전하를 충전하게 된다.  $C_T$  양단의 전압  $v_T$ 가 제어 신호  $v_C$ 에 도달되면 전원단의 스위치  $Q_1$ 은 턴-오프되며, 동시에 스위치  $S_1$ 이 도통되어  $C_T$ 에 충전된 전압이  $S_1$ 을 통해 방전하게 된다. 그리고 스위치  $Q_2$ 가 턴-온 되어  $(1-d)T_s$  구간을 형성한다.

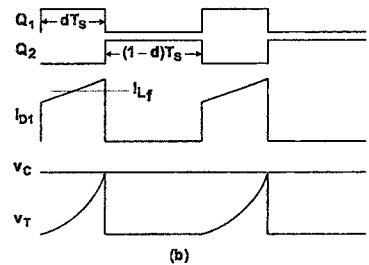
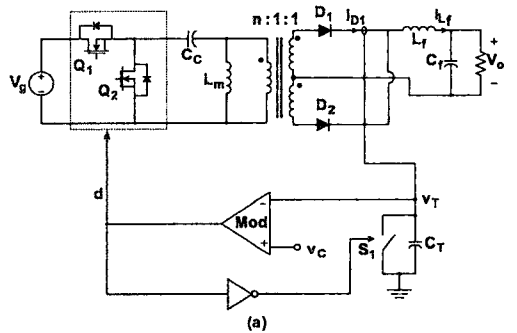


그림 5. 전하 제어 비대칭 하프 브릿지 컨버터  
(a) 회로도 (b) 주요 파형  
Fig. 5. Charge controlled asymmetrical half-bridge converter (a) Circuit diagram (b) Key waveforms

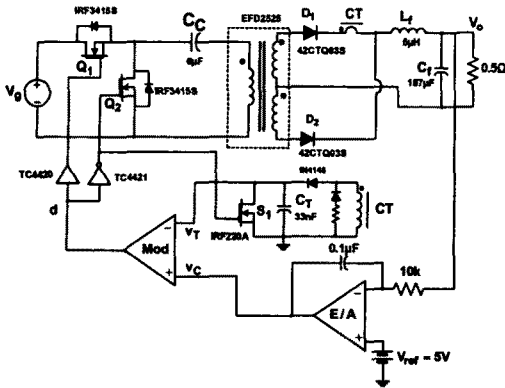


그림 6. 전원단과 제어회로의 하드웨어 구현  
Fig. 6. Power stage and control circuit implementation

전압  $v_T$ 는 다이오드 전류  $i_{D1}$  전류의 총 전하를 나타내고, 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$v_T = \frac{1}{n_C C_T} \int_0^{dT_s} i_{D1} dt$$

여기서  $n_C$ 는 전류 트랜스포머의 권선비이다.

ASHB 컨버터는 시비율이 0.5이상 넘어서 동작하기 않기 때문에, 전하 제어를 적용할 때 subharmonic oscillation 이 발생하지 않는다. 따라서 추가적인 외부 램프를 가하지 않아도 된다.

### 3.3 하드웨어 구현

전하 제어를 적용한 50W급 실험실형 컨버터를 제작하였다. 그림 6은 실제 하드웨어 제작에 이용한 회로도이다. 전원단의 스위치는 IRF3415s N형 MOSFET를 사용하였고, 2차측 정류 다이오드는 42CTQ030s Schottky barrier diode를 사용하였다. 전원단의 전력 트랜스포머는 EFD2525 코어를 사용하였고 권선비는 3:1로 하였다. 이 트랜스포머에는 상당한 크기의 직류 전류 성분이 자화 인덕터로 흐르기 때문에 갭을 주어 설계하여야 한다. 다이오드 전류를 감지하기 위해 전류 트랜스포머를 사용하였고 권선비는 120:1로 하였다. 제어 회로는 전압 레귤레이션을 위한 오차 증폭기, 제어 신호로부터 스위치 구동신호를 만들어 주기 위한 비교기와 버퍼로 구성되어있다. 입력 전압은 40-60V이며 출력은 5V/10A이고, 스위칭 주파수는 200kHz로 하였다. 사용한 제어 IC는 UC3823 이다.

커패시터  $C_T$ 에 걸리는 전압  $v_T$ 는 비교기의 공급전압을 넘지 않아야 한다. 따라서 커패시터  $C_T$ 의 값은 다음 식에 의해 결정할 수 있다.

$$C_T > \frac{1}{n_C V_{CS}} \int_0^{dT_s} i_{D1}(t) dt$$

여기서  $V_{CS}$ 는 비교기의 공급전압을 나타낸다.  $C_T$ 는 33nF으로 정하였다.

### 3.4 실험 결과

그림 7은 실험실용 컨버터의 실험 파형이다. 맨 위의 파형은 전원단의 스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ 의 구동신호이고, 두 번째 파형은 다이오드  $D_1$ 의 전류이다. 최대치 전류 제어와 같이 트랜스포머의 누설 인덕턴스와 다이오드의 접합 커패시턴스로 인한 심한 피킹과 오실레이션이 생기게 됨을 알 수 있다. 맨 아래 파형은 감지된 다이오드 전류를 적분한 파형  $v_T$ 이다. 다이오드 전류가 피킹이 커도 안정된 스위치 구동 신호를 만들어 냈고, 안정된 컨버터 동작을 확인하였다.

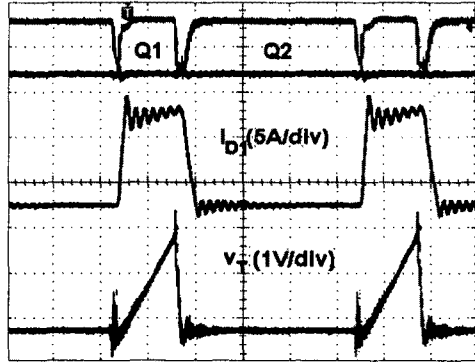


그림 7 전하 제어 ASHB 컨버터의 실험파형 (1 $\mu$ s/div)  
Fig. 7. Experimental waveforms of charge controlled ASHB converter (1 $\mu$ s/div)

## 4. 결 론

본 논문에서는 전하 제어를 적용한 비대칭 하프 브릿지 컨버터의 동작을 살펴보고 실험으로 구현하였다. 전하 제어를 적용하여 최대치 전류 제어를 적용할 때 발생하는 문제, 즉 전류 감지 신호에 큰 고주파 잡음과 발진 현상이 생기는 것을 쉽게 해결하였다. 실험실형 컨버터를 제작하여 안정된 동작을 확인하였다.

그러나 아직 전하 제어 ASHB 컨버터의 소신호 모델에 관한 연구가 수행되지 않았기 때문에, 우수하고 안정된 동특성을 제공하는 컨버터의 제어 회로 설계에 대한 연구가 미흡한 실정이다. 따라서 이에 대한 연구가 더 수행되어야 할 것이다.

본 연구는 한국과학기술원 지역협력연구센터(R12-2002-055-02001-0) 부분지원으로 수행되었으며, 또한 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행된 과제(00-역-01)임.

### [참 고 문 헌]

- [1] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 29, no. 1, pp.121-125, Jan. 1993.
- [2] R. Oruganti, P. C. Heng, J. T. Kian Guan, and L. A. Choy, "Soft-switched dc/dc converter with PWM control", IEEE Trans. Power Electron., vol.13, no.1, pp. 102-114, Jan. 1998.
- [3] 방상현, 임원석, 강용한, 최병조, "시비율 비대칭 하프 브릿지 컨버터의 소신호 해석 및 전압제어 루프 설계", 2002 전력전자 하계학술대회, pp.538-541, 2002.
- [4] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley, and I. Cohen, "Charge control: modeling, analysis, and design", IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 4, pp.396-403, Oct., 1993.
- [5] W. Tang, Y. Jiang, G. C. Hua, F. C. Lee, and I. Cohen, "Power factor correction with flyback converter employing charge control", Proc. of IEEE Power Electronic Specialist Conference 1993, pp. 293-298
- [6] W. Tang, C. S. Leu, and F. C. Lee, "Charge control for zero-voltage-switching multiresonant converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 2, pp. 270-274, March, 1996.
- [7] R. B. Ridley, B. H. Cho, and F. C. Lee, "Analysis and interpretation of loop gains of multiloop-controlled switching regulator", IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 489-498, Oct., 1988.