

PSFB 컨버터의 PCMC에서 빠른 응답특성을 가지기 위한 전류 명령 보상

이종욱¹, 김학원[†], 백승우¹, 조관열¹

Current Reference Compensation for Fast Response in PCMC of PSFB Converter

Jong-Uk Lee¹, Hag-Wone Kim[†], Seung-Woo Baek¹, and Kwan-Yuhl Cho¹

Abstract

Phase-shift fullbridge (PSFB) converter detects the current in the primary side for operation of the peak current mode controller (PCMC). The PCMC must use the slope compensation to solve the problem when the effective duty is over 0.5. The voltage response of PSFB converters has slower than that of buck converter because of slew interval even if the voltage controllers of two converters have same bandwidth. To overcome these problems, this work proposes a compensating method of current reference considering slew interval and fast response in the PSFB converter. The effectiveness of the proposed method is proven using the PSIM simulation and experiment.

Key words: Phase shift full bridge converter, Current controller, Peak current control, Slope compensation

1. 서 론

신재생에너지 및 전기자동차에 관심이 많아지며 화석연료를 대체할 친환경에너지를 이용한 에너지 산업이 급격히 증가하고 있으며, 이를 위해 에너지 저장을 위한 2차 전지의 사용이 필수적이다. 2차 전지를 사용하는 ESS(Energy Storage System), EV(Electric Vehicle) UPS(Un-interrupted Power System) 등과 같이 고속 고 출력이 요구되는 시스템에 에너지 저장소자의 빠른 충 방전에 대한 요구가 많아질수록 빠른 응답특성을 가지는 제어기가 필요로 한다. 위상천이 풀 브리지 컨버터는 EV의 OBC(On-board charger)나 UPS 충·방전 PCS (Power Conversion System)에 주로 사용되고 있다. 본 논문에서는 위상 천이 풀 브리지 컨버터의 전류제어기에서 슬루 구간을 래퍼런스

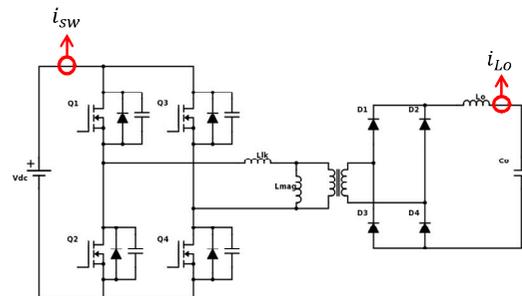


Fig. 1. PSFB converter and current sensing position.

보상하여 벡 컨버터와 같은 듀티를 가지고 동작을 하여 빠른 응답특성을 갖도록 제한한다.

2. 본 론

2.1 PSFB의 전류제어기

그림 1은 PSFB(Phase shift full bridge) 컨버터의 회로도이며, 1차 측의 풀 브리지 회로와 2차 측 전파 정류회로로 이루어져 있다. PSFB 컨버터를 제어하기 위하여 전압 제어기는 일반적으로 PI 제어기를 사용하며, 내부에 전류 제어기를 갖는 이중 루프(dual loop) 구조를 갖는 것이 일반적이다. 그림 1에 PSFB의 전류

Paper number: TKPE-2018-23-2-10

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹ Korea Nat'l Univ of Transportation

Manuscript received Dec. 12, 2017; revised Jan. 5, 2018;
accepted Feb. 1, 2018

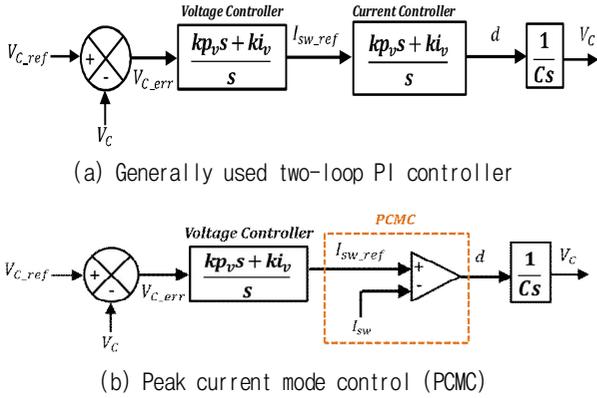
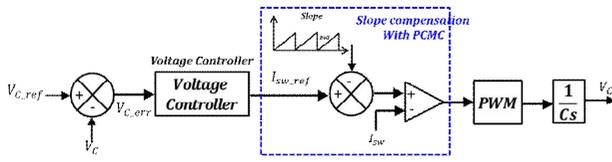


Fig. 2. Comparison of current control method.



제어를 위하여 전류 감지 가능한 위치를 표시하였다. 전류를 감지하여 제어하는 방법은 크게 1차 측 전류 제어 방식과 2차 측 전류 제어 방식으로 나눌 수 있다. 2차 측 전류제어 방식은 벽 컨버터의 전류 제어 방식과 유사하여 전류 제어가 용이하지만 1차 측 전류의 피크 최소 값의 불 평형 문제가 생겨 변압기 포화 문제가 발생할 수 있다. 이 문제를 해결하기 위하여 블로킹 캐패시터(Blocking capacitor)를 사용하여 불 평형을 억제하는 방법이 있다^[1]. 하지만 이 방법은 부하 전류가 모두 블로킹 캐패시터를 통해 전달되므로 캐패시터의 부피가 증가하고 출력에 따른 소자 값 선정도 어려움이 있다. 따라서 1차 측 전류 불 평형 문제를 막기 위해 1차 측에서 전류를 감지하는 방법을 사용하는 것이 일반적이다. 그림 2(a), (b)는 PSFB에 적용 가능한 두 가지 전류 제어기를 나타내었다. 그림 2(a)는 일반적인 PI 전류 제어기를 갖는 제어 블록 선도를 나타내며, 그림 2(b)는 피크 전류 모드 제어(Peak current mode control, 이하 PCMC)을 행하는 제어 블록 선도이다. PSFB는 1차 측의 전류 불 평형 문제를 막기 위해서 그림 2(b)와 같이 PCMC를 사용하는 방법을 사용할 수 있다. PCMC를 사용하게 될 경우, 1차 측 전류의 불 평형을 막을 수 있다는 장점 이외에도 보다 전류제어기의 응답을 빠르게 할 수 있으므로, 전압제어기설계 시 더 큰 대역폭을 가질 수 있어 빠른 전압 응답특성을 가질 수 있다.

2.2 PCMC의 경사 보상(Slope compensation)

PSFB에서 1차 측 전류의 불 평형과 변압기 포화를 막기 위해 PCMC를 사용할 수 있지만 듀티가 클 때 저조파 발진(sub-harmonic oscillation) 문제가 발생한다.

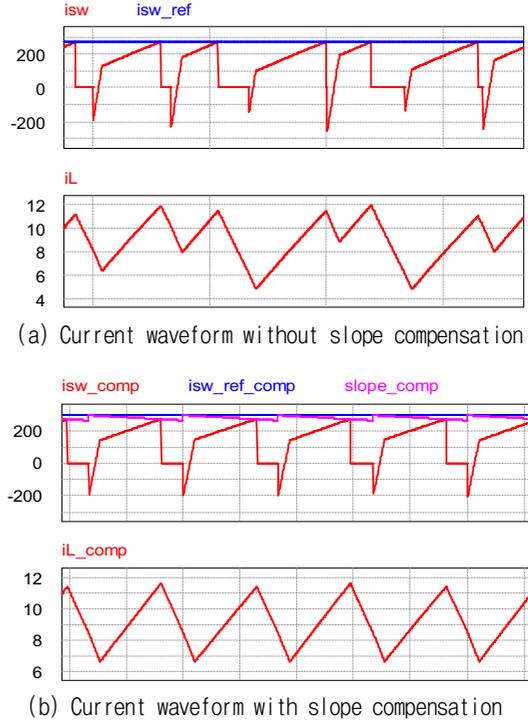
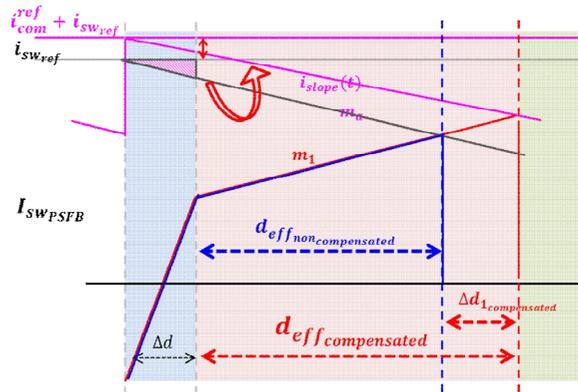


Fig. 4. PCMC current waveform comparison for the PSFB converter.



PSFB 컨버터는 벽 컨버터의 절연형 회로이다. 벽 컨버터의 경우 듀티가 0.5 이상일 때 저조파 발진 현상이 일어난다^[2]. PSFB도 동일하게 슬루 구간(slew interval)을 제외한 유효 듀티 0.5이상 일 때 저조파 발진현상이 생긴다. 이를 방지하기 위해 그림3과 같이 전류 레퍼런스에서 임의의 삼각파를 빼주어 전류와 비교하는 경사 보상(slope compensation)을 사용한다.

그림 4(a)는 듀티 0.5 이상일 때 PSFB 1차 측 센싱 시, 저고조파 발진이 생겨 출력 전류가 발진하는 현상을 나타내었다. 그림 4(b)는 경사보정을 사용하여 발진 현상이 제거된 상태를 나타낸다. 일반적으로 벽 컨버터와 출력 인덕터 전류 경사보정의 기울기는 식 (1)과 같이 구해진다.

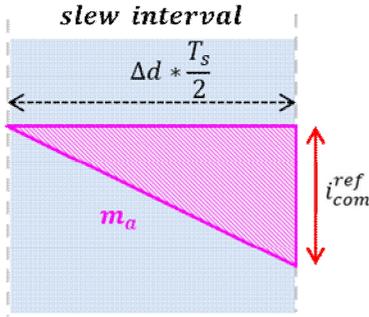


Fig. 6. Height for compensating the slew interval.

$$m_a > \frac{m_2 - m_1}{2} \quad (1)$$

여기서 m_a 는 보상을 위해 설정하는 경사를, m_1 은 전류 파워링 구간에서 전류 기울기, m_2 는 프리휠링 (freewheeling) 구간, 슬류 구간을 합친 구간에서 전류 기울기를 나타낸다^[3].

2.3 제안하는 전류 레퍼런스를 통한 유효 듀티 보상 제어기

그림 5의 파란 선은 일반적인 벡 컨버터에서 경사보정을 사용한 1차 측 전류와 출력전류를 나타낸다. 또한 빨간 선은 슬류 구간만큼을 보상하였을 때의 1차 측 전류를 나타낸다. 기존의 위상전이 풀 브리지 컨버터의 듀티는 전체 듀티가 아닌 유효듀티로 이루어져 있어, 식 (2)와 같이 PSFB 컨버터의 경우 실제 출력에 영향을 준다.

따라서 벡 컨버터와 동일한 출력을 내기 위해서는 인가하는 일반 듀티보다 슬류 구간의 손실되는 듀티를 보상하여 더 큰 듀티를 인가해야 한다.

그림 5에서 PSFB 컨버터의 기존 방법과 제안하는 슬류 구간 보상제어기를 사용한 방법의 가상의 1차 측 전류이다. 경사보정을 하였을 때 슬류구간 만큼의 무효 듀티를 보상하게 된다.

$$d_o > d_{eff} \quad (2)$$

여기서 d_o 는 인가 듀티를 d_{eff} 는 유효 듀티를 의미한다.

본 논문에서 제안하는 슬류 구간의 듀티만큼을 전류 레퍼런스에 보상하였을 때 전류 레퍼런스의 변화를 나타낸다. 슬류 구간만큼 보상이 되었기 때문에 센싱 전류와 경사가 만나는 지점이 Δd 만큼 보상되어 늦게 만나게 된다. 그림 6는 슬류 구간의 경사 보상 삼각형이다. 그림 6에서의 Δd 는 슬류 구간(slew interval)의 듀티이다. 따라서 본 논문에서는 슬류 구간만큼의 듀티 손실을 전류 명령으로 보상하는 기법을 제안한다. 아래의 식은 슬류 구간의 듀티를 보상하기 위한 보상 전류 명령을 계산한 식이다.

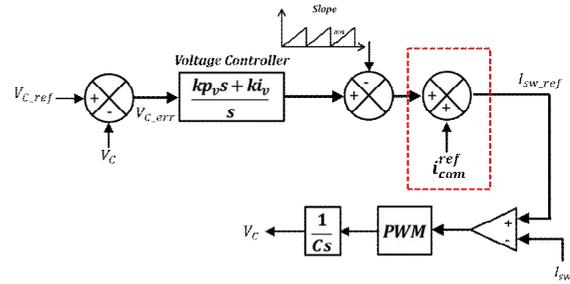


Fig. 7. Proposed controller block diagram.

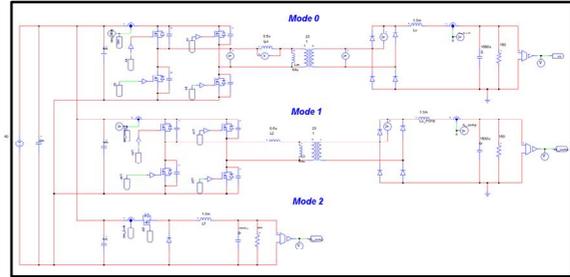


Fig. 8. Simulation schematic using PSIM for PSFB, Buck converter.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

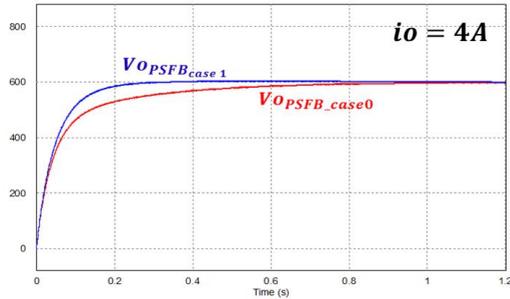
Parameter	Value
Input Voltage	43V
Output Voltage	600V
Inductor	1.3mH
Capacitor	1560uF
Switching Frequency	30kHz
Load	150Ω
Power	2.4kW

$$i_{com}^{ref} = \frac{m_a}{\Delta d \frac{T_s}{2}} \quad (3)$$

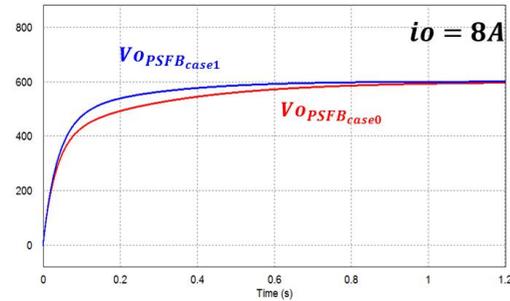
여기서 m_a 는 식 (1)로 구해진 고정된 값이며 슬류 구간의 듀티 Δd 를, T_s 는 PWM 주파수를 의미한다. 식 (3)으로부터 전류 보상 값 i_{com}^{ref} 을 구할 수 있다. PSFB 컨버터는 매 주기마다 높이 i_{com}^{ref} 값을 계산하여 레퍼런스 보상을 해준다. PSFB 컨버터는 실제로 슬류 구간이 존재하여 총 듀티에서 Δd 만큼의 듀티를 손해보고 유효듀티로 출력전압에 관여하게 된다. 하지만 제안된 전류 보상기법을 사용하여 슬류 구간만큼 듀티 보상을 해주었을 때, 총 듀티 만큼의 유효 듀티가 나오므로 기존보다 더 빠른 응답특성을 가질 수 있다. 따라서 PSFB 컨버터의 슬류 구간을 보상한 유효 듀티가 벡 컨버터와 동일한 듀티의 출력을 낼 수 있으며 모델링과 게인 값을 선정하여 보다 쉽게 제어기 설

TABLE II
PSFB CONVERTER MODE

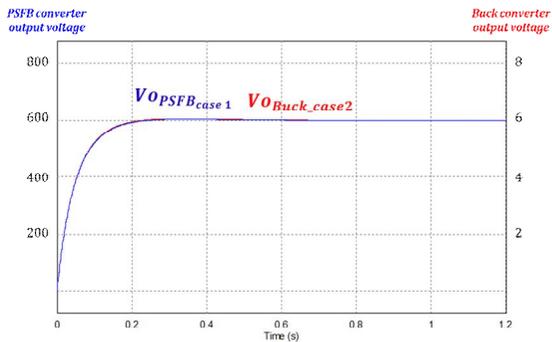
Case 0	Only using the PCMC with slope compensation
Case 1	Proposed method
Case 2	Buck with slope compensation



(a) Comparison of output voltage response (load= 4A)



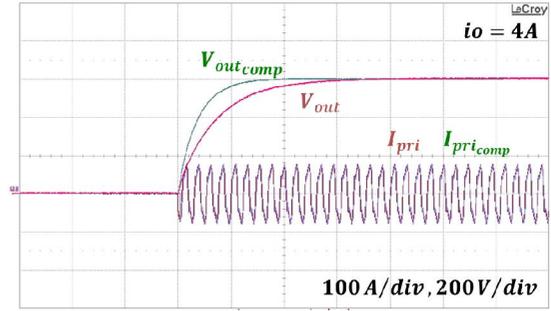
(b) Comparison of outpt voltage response (load= 8A)



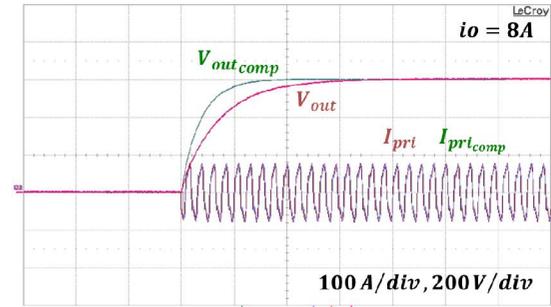
(c) Comparison of voltage response between PSFB using the proposed method and Buck converter

Fig. 9. Simulation waveform.

계를 할 수 있다. 그림 7는 제안하는 방법의 블록선도이다. 일반적으로 앞서 그림 3의 블록선도에서 설명한 경사보상방법은 전압제어기에서 나온 레퍼런스를 경사보상하여 실제 전류와 비교한다. 하지만 슬루 구간의 듀티를 유효 듀티에 보상을 해주기 때문에 경사보상 이후 i_{com}^{ref} 만큼 보상을 하게 된다.



(a) Comparison of output voltage response (load= 4A)



(b) Comparison of voltage response between PSFB using the proposed method and Buck converter

Fig. 10. Experiment waveform.

2.4. 모의해석 및 결과 비교

그림 8은 PSIM에서 구현한 PSFB 및 벽 컨버터 회로도이다. 표 1은 모의해석을 위한 시스템의 파라미터를 나타내었다. 모의해석에서 PSFB의 용량은 2.4kW이며 입력 전압은 43V 출력 전압은 600V로 상정하였으며, PWM 주파수는 30kHz이다. 입력 전압은 낮은 배터리 전압을 출력 전압은 높은 배터리 전압을 상정하였다. 표 2은 제안된 방식과 기존 방식을 비교하기 위하여 모의해석의 각 케이스를 나타내었다. 케이스 0은 PSFB 컨버터에서 기존의 슬루 구간 보상만 사용하였을 때이며 케이스 1은 제안하는 방법으로, 슬루 구간만큼 손실 듀티를 전류 레퍼런스로 보상을 해준 PSFB 컨버터이다. 케이스 2는 제안된 효과의 비교 검증 위하여 벽 컨버터의 경사 보상을 사용한 모의해석을 나타낸다. 그림 9(a), (b)는 기존의 PSFB의 출력 전압과 제안된 방식의 부하 별로 출력 전압을 비교한 것이다. 여기서 전압 제어기 파라미터는 동일하며 전류 제어기는 슬루 구간에 해당하는 전류 보상을 하지 않은 것과 제안된 방식으로 전류 명령을 보상한 방법을 비교하였다. PSFB 컨버터에서 레퍼런스 보상을 해준 제어기가 정상상태 빠르게 도달하는 것을 확인할 수 있다. 그림 9(c)는 제안하는 슬루 구간만큼의 듀티 보상을 한 제어기를 사용한 PSFB와 벽 컨버터의 PCMC의 응답을 비교한 것이다. PSFB 컨버터에서 슬루 구간만큼의 듀티가 보상되어 과도상태에서 동일한 응답속도를 가지는 것을 알 수 있다.

그림 10(a), (b)는 시뮬레이션과 동일한 조건으로 로드를 4A와 8A로 변경시켜 실험하였다. 그 결과, 슬루 구간을 보상한 제어기가 기존의 제어기보다 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 과도상태에서 슬루구간을 보상하였을 때 빠른 응답특성을 가지는 슬루 구간 보상효과를 검증하였다.

3. 결 론

본 논문에서는 위상천이 풀 브리지 컨버터에서 빠른 응답 특성을 갖기 위한 전류 명령 보상 기법을 제안하였다. 슬루 구간로 인해 PSFB는 벽 컨버터보다 더 높은 듀티를 가져야 동일한 출력을 가질 수 있다. 따라서 슬루 구간만큼의 듀티를 전류 명령으로 보상하여 벽 컨버터와 같은 빠른 응답특성을 가진 제어기를 제안하였다고, PSIM 모의해석을 사용하여 제안된 보상 기법의 효과를 검증하였다.

References

- [1] C. Y. Jeong, "Improved phase-shift pulse-width modulation full-bridge converter using a blocking capacitor," *Journal of KIEE*, Vol. 25, No. 8, pp. 20-29, Aug. 2011.
- [2] T. Grote, F. Schafmeister, H. Figge, N. Frohleke, P. Ide, and J. Bocker, "Adaptive digital slope compensation for peak current mode control," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009*, pp. 3523-3529, Sep. 2009.
- [3] S. Chattopadhyay and S. Das "A digital current-mode control technique for DC-DC converters," *IEEE Trans. on power electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1718-1726, Nov. 2006.
- [4] S. R. Lee, H. W. Kim, K. Y. Cho, H. C. Jung, J. H. Kim, and G. C. Park, "An output control algorithm for phase shift full bridge converter for ballast water treatment," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, pp. 530-539, Dec. 2013.



이종욱(李鐘旭)

1991년 12월 17일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1991년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 편집위원장.



백승우(白承祐)

1991년 4월 4일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2018년~현재 동 대학원 제어계측공학과 박사과정.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 협력이사.