

부하전류와 듀티를 보상하는 단상 PFC 부스트 컨버터 제어기 설계

임재욱¹, 이승태¹, 백승우¹, 김학원[†], 조관열¹, 최재호²

A Study of Design Single Phase Boost Converter Controller for Compensated Load Current and Duty

Jae-Uk Lim¹, Seung-Tae Lee¹, Seung-Woo Baek¹, Hag-Wone Kim[†],
Kwan-Yuhl Cho¹, and Jaeho Choi²

Abstract

This paper proposes a new DC link voltage controller for a single-phase power factor correction (PFC) boost converter. The load current of the PFC boost converter affects the capacitor current, whereas the load current changes the output voltage. However, previous works that compensate output current have failed to consider the relationship between load current and duty. Thus, they also fail to maintain a constant output voltage if the load fluctuates under the conditions of a non-rated input voltage. By considering the duty in the load current compensation, the proposed method improves the load transient response regardless of the input voltage. To demonstrate its effectiveness, the proposed method is compared with other control methods by conducting PSM simulations and experiments under a rapidly changing load.

Key words: Load transients, Dynamic response, Power factor correction, PFC boost converter

1. 서 론

DC부하의 사용이 증가함에 따라, 교류 상용전원을 입력으로 사용하는 대부분의 가정과 산업현장에서는 AC-DC 정류기를 이용해 AC 입력전압을 DC 형태의 전기에너지로 변환하여 사용하고 있다. 다이오드 정류기와 같은 AC-DC 전력 변환기는 전력 변환과정에서 입력전류에 왜곡을 발생시키고 많은 고조파를 생성한다. 이러한 전류의 왜곡은 역률을 감소시켜 송전·배전시 손실이 증가하고, 배전용량을 증대해야하는 문제를 발생시킨다. 역률 규제 및 전력 사용 효율이 강조됨에 따라서, IEC 61000-3-2, IEEE 519와 같은 전원 공급 장치의 역률 및

입력 전류 왜곡에 대한 규제가 제정되었다.^[1,2] 이러한 고조파 전류 규제를 충족시키기 위해 역률보정회로(PFC, Power factor correction)에 대한 수요가 증가하고 연구가 활발히 진행되고 있다.

단상 PFC 부스트 컨버터는 대표적인 PFC 토폴로지 중 하나이다. PFC 부스트 컨버터는 다이오드 정류기와 부스트 컨버터의 직렬 결합 구조로, 다이오드 정류단에서 교류 입력 전원을 정류하고 부스트 컨버터단에서 전압을 승압시켜 출력한다. 단상 PFC 부스트 컨버터는 입력 전압보다 높은 전압을 출력할 수 있는 승압형 토폴로지이며, 입력단에 필터 인덕터를 가지는 구조로 부드러운 연속 입력 전류를 제공할 수 있다. 이러한 장점으로 PFC 부스트 컨버터는 역률 보정 회로로 대중적으로 사용되고 있다.

그림 2는 일반적으로 사용되는 Two-loop 제어기의 블록다이어그램을 나타낸다. 단상 PFC 부스트 컨버터의 제어기는 일반적으로 안정적인 출력전압을 얻기 위해 Two-loop 형태의 비례-적분 제어기를 사용한다. Two-loop 제어기는 출력 전압의 오차를 이용해 DC Link 캐패시터 전압을 제어하는 전압 제어기와 인덕터 전류 오차를 이용해 인덕터 전류를 제어하는 전류 제어기로 구성된다.

Paper number: TKPE-2017-22-6-8

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 Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ. of Transportation

² Dept. of Electrical Eng., Chungbuk National University
Manuscript received Oct. 10, 2017; revised Oct. 30, 2017;
accepted Nov. 16, 2017

— 본 논문은 2017년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

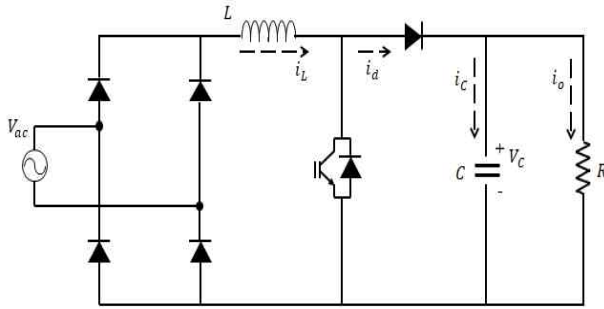


Fig. 1. Single phase PFC boost converter.

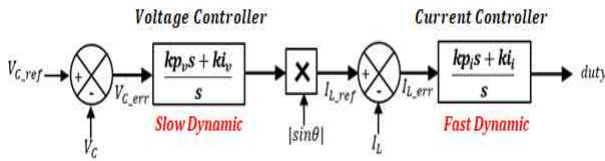


Fig. 2. Generally two-loop controller block diagram.

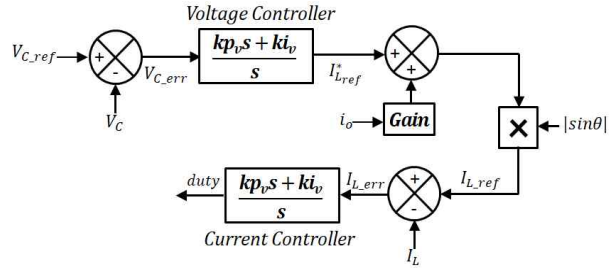


Fig. 3. Load current compensate controller.

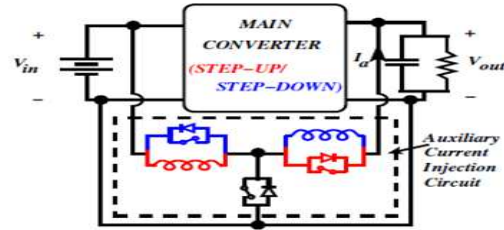


Fig. 4. Existing auxiliary current injection circuit.

PFC 컨버터의 전압제어기는 상용 전원과의 간섭을 피하기 위해 일반적으로 낮은 대역폭(<20Hz)으로 설계된다.^[3] 낮은 대역폭으로 출력 전압의 응답속도는 느리며, 부하나 입력전압이 변동하는 경우 출력 전압이 일정하게 유지되지 못하는 문제를 가지게 된다.

본 논문에서는 PFC 부스트 컨버터를 해석하여 부하 변동시 출력 전압의 변동 원인을 파악하고, 이를 보상하여 부하와 입력전압이 변동하더라도 항상 일정한 전압을 출력할 수 있는 제어기 설계 기법을 제안한다.

2. 본 론

2.1 단상 PFC 부스트 컨버터의 문제점

PFC 부스트 컨버터의 출력 전압은 입력 전압, 부하 전류, 듀티의 영향을 받는다. 정상상태에서는 입력 전압과 부하 전류가 일정하게 유지되기 때문에 듀티를 제어하여 원하는 출력 전압을 얻을 수 있다. 하지만 부하가 변동하는 경우, 부하 전류가 변하게 되어 출력 캐패시터의 전류가 일정하게 유지되지 못하기 때문에 출력 전압이 흔들리는 문제가 발생한다. PFC 부스트 컨버터의 전압 제어기 대역폭은 낮게 설계되었기 때문에, 부하 변동으로 발생하는 오차를 전압 제어기에서 빠르게 보상해 주지 못하고 출력전압의 오버슈트가 발생하게 된다.

이러한 문제를 해결하기 위해 부하 전류를 전향 보상하는 연구가 진행되었다.^{[4]-[6]} 그림 3은 부하 전류 보상 제어기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 출력 전압의 변동의 원인이 되는 부하 전류를 전향 보상하기 때문에 부하 전류 보상 제어기를 사용한다면 부하가 변동하더라도 일정한 전압을 출력할 수 있다. 하지만 입력 전압의 영향을 고려하지 않고 일정한 부하 전류 보상 이득

을 선정하기 때문에, 입력전압으로 정격 전압이 아닌 전압이 인가되는 경우 부하 전류 보상 제어기는 출력 전압 변동 문제를 완벽하게 해결하지 못한다.

또 다른 연구에서는 부하 변동시 출력 전압을 변동시키는 전류를 별도의 회로를 통해 흘려주도록 하는 기법이 제안되었다.^[7] 출력 전압을 변동시키는 전류만 추가 회로로 내보내주기 때문에 출력 전압의 변동을 줄일 수 있지만 기본 전력변환장치 이외에 추가적으로 회로를 추가해야 하며, 제어가 복잡한 단점을 가지고 있다.

2.2 단상 PFC 부스트 컨버터 플랜트 해석

그림 5는 단상 PFC 부스트 컨버터의 플랜트와 제어기를 나타내는 그림이다. 단상 PFC 부스트 컨버터는 Two-loop 제어를 사용해 캐패시터 전압과 인덕터 전류를 제어한다. 제어기의 비례-적분 이득은 부스트 컨버터의 상태 평균화 모델을 통해 전달함수를 구해 원하는 대역폭에 맞는 이득을 선정한다. 이러한 전달함수를 구할 때 부하에 해당하는 성분은 고정된 저항으로 변수가 아닌 상수로 계산하여 이득을 선정하지만, 부하가 변동하는 경우 고정된 저항으로 볼 수 없다. 따라서 본 논문에서는 부하에 흐르는 전류와 인덕터 전류, 캐패시터 전압과의 관계를 분석하였다.

출력 전압을 결정하는 캐패시터 전류와 인덕터 전류, 부하의 관계를 해석하기 위해 그림 5의 A점과 B점에 키르히호프 전류법칙(KCL, Kirchhoff's current law)을 적용하였다.

A지점에 KCL을 적용하면 식(1)으로 나타낼 수 있다.

$$i_d = i_L \times D' \tag{1}$$

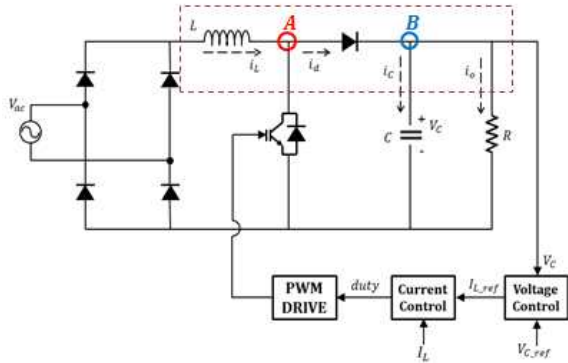


Fig. 5. PFC boost converter plant.

B지점에 KCL을 적용하면 식(2)으로 나타낼 수 있다.

$$i_c = i_d - i_o \quad (2)$$

식(1)과 식(2)을 연립방정식으로 풀면 인덕터 전류와 캐패시터 전류의 관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_c = i_L D' - i_o, \quad i_L = \frac{i_c + i_o}{D'} \quad (3)$$

식(3)과 같이 출력 전압을 결정하는 캐패시터 전류는 인덕터 전류와 부하 전류, 듀티로 수식을 표현할 수 있다. 하지만 일반적인 제어기 설계시 부하 전류와 듀티의 관계를 고려하지 않고 출력 전압의 오차만으로 인덕터 전류를 직접 제어하였다. 따라서 부하가 변동하는 조건에서는 부하 전류가 변화하게 되고, 부하전류의 변동에 따라 인덕터 전류 명령은 오차를 포함하게 된다. 전압제어기의 대역폭이 낮게 설계되었기 때문에 이 오차를 빠르게 전압제어기가 보상해주지 못하고 출력 전압은 일정하게 유지되지 못하는 문제가 발생한다.

2.3 제안하는 단상 PFC 부스트 컨버터 제어기

그림 6은 제안하는 PFC 부스트 컨버터의 블록 다이어그램을 나타낸다. 전압제어기는 캐패시터 전압과 출력전압 지령을 비교하여 캐패시터 전류 명령을 생성한다. 식(3)의 캐패시터 전압과 인덕터 전류의 관계를 고려하여 캐패시터 전류 명령에 부하전류와 듀티를 보상에 인덕터 전류 명령을 생성하도록 만들어주는 보상기를 추가하였다. 생성된 전류 명령은 전류제어기를 통해 듀티 명령을 만들어 스위치를 ON:OFF한다. 제안하는 제어기를 사용하면 부하가 변동하더라도 전압제어기가 부하전류를 보상하여 인덕터 전류 명령을 생성하기 때문에 출력 전압을 일정하게 유지할 수 있다.

그림 7은 전류 제어기가 이상적으로 동작하는 경우의 전압 제어 블록 다이어그램을 나타낸 그림이다. 인덕터

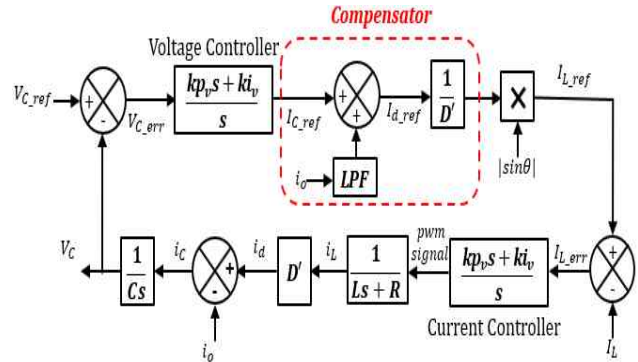


Fig. 6. Proposed controller block diagram.

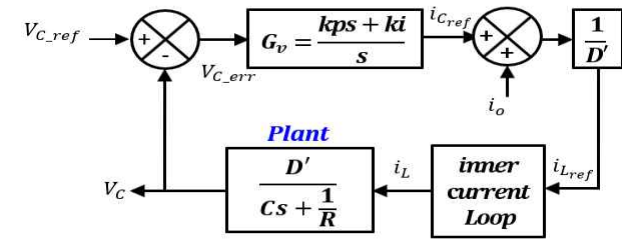


Fig. 7. Voltage control block diagram of proposed controller.

전류의 오차를 빠르게 제거하기 위해, 전류 제어기의 대역폭은 빠르게 설계되고, 전압제어기 설계시 전류제어기에 의한 영향은 무시할 수 있다.^[8] 그림 7을 이용해 제안하는 제어기의 전달함수를 구할 수 있다.

$$\left\{ (V_{c,ref} - V_c) G_v + \frac{V_c}{R} \right\} \times \frac{1}{D'} \times \frac{D'}{Cs + \frac{1}{R}} = V_c \quad (4)$$

식 (4)을 정리하면 제안하는 제어기의 전달함수는 다음식 (5) 같이 나타 낼 수 있다.

$$\frac{V_c}{V_{c,ref}} = \frac{G_v \times \frac{1}{Cs}}{1 + G_v \times \frac{1}{Cs}} \quad (5)$$

제안한 제어기의 s영역의 전달함수는 부하저항인 R에 해당하는 성분 없이 출력 캐패시터의 파라미터만으로 이루어진다. 따라서 부하가 변동하더라도 항상 일정한 전압을 출력 할 수 있다.

표 1은 부하 변동 조건에서 일반 제어기와 부하전류 보상제어기, 추가적인 전류 회로 추가 방법 그리고 제안하는 제어기를 비교한 것이다. 부하전류만 보상한 제어기는 비교적 간단하게 일정한 전압을 출력할 수 있지만 입력 전압이 정격전압이 아닌 경우 완벽하게 출력 전압을 보상 할 수 없다. 추가적인 전류 통로를 만드는 방식은 입력전압에 관계없이 일정한 출력을 낼 수 있지만

TABLE I
COMPARISON OF CONTROLLER TO SUPPRESS OUTPUT VOLTAGE FLUCTUATION

	Conventional PI controller	Load current compensate controller	Additional current pass circuit	Proposed controller
Output voltage fluctuation (rated input voltage)	high	very small	very small	very small
Output voltage fluctuation (non rated input voltage)	high	small	very small	very small
Control	simple	simple	complex	simple

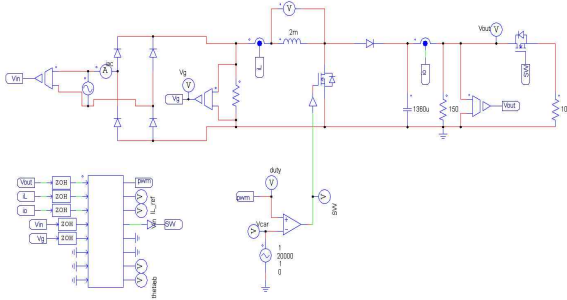


Fig. 8. PSIM simulation.

구조와 제어가 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 제안하는 제어기는 입력전압과 부하전류를 센서로 가지고 올 수 있는 경우 매우 간단하게 제어가 가능하며 입력 전압에 상관없이 항상 일정한 출력을 얻을 수 있다.

3. 시뮬레이션

표2은 모의해석에 사용한 시스템 파라미터를 나타낸 것이다. 입력 110[Vrms]를 받아서 300[V] 전압을 출력하는 PFC 부스트 컨버터를 구성하였다. 부하를 150[Ω]에서 60[Ω]으로, 60[Ω]에서 150[Ω]으로 변동시키면서 출력전압과 인덕터 전류의 변화를 확인하였다. 모의해석은 PSIM Simulation Tool을 사용해 그림 8와 같이 단상 PFC 부스트 컨버터를 구성하였으며 일반적인 Two-loop제어기, 부하전류 보상제어기, 제안된 제어기를 사용하여 비교·분석하였다.

그림 9는 정격전압 조건인 $110\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어왔을 때 부하 변동시 출력전압과 인덕터 전류를 나타낸 파형이다. 그림 9.a는 기존 제어기를 사용한 파형이다. 기존제어기는 부하가 변동할 때 $\pm 40V$ 의 전압 변동이 발생하였다. 기존 제어기는 PFC 부스트 컨버터의 인덕터 전류와 캐패시터 전류의 관계를 고려하지 않고 설계하였기 때문에 부하가 변동하게 되면 출력 전압이 흔들리는 것을 확인할 수 있다. 그림 9.b는 부하전류를 보상한 제어기를 사용한 파형이다. 부하전류 보상 제어기는 부하전류를 피드포워드 보상하여 정격 전압이 인가될 경우 출력 전압의 변동을 막아 일정한 전압을 출력할 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 그림 9.c는 제안

TABLE II
SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value	
Input Voltage	110Vrms	
Output Voltage	300V	
Inductor	2mH	
Capacitor	1360uF	
Switching Frequency	20kHz	
Band Width	Inner Loop	1.6kHz
	Outer Loop	6Hz
Load	150Ω → 60Ω → 150Ω	
Power	0.6kW → 1.5kW → 0.6kW	

한 제어기를 사용한 파형으로, 그림 9b의 부하전류 보상제어기와 마찬가지로 부하가 변동하더라도 일정한 출력 전압을 출력한다.

그림 10는 110V에서 -20% 감소된 비정격전압인 $88\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어왔을 때 부하 변동시 출력 전압과 인덕터 전류를 나타낸 파형이다. 그림 10.a는 기존 제어기를 사용한 파형으로, 부하가 변동할 때 $\pm 48V$ 의 전압 변동을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 10.b는 부하전류를 보상한 제어기를 사용한 파형으로, 정격 전압이 인가된 조건과 다르게 $\pm 20V$ 의 전압 변동을 가진다. 부하전류 보상 제어기는 보상시 일정한 이득을 보상하는 구조를 가지고 있기 때문에 정격전압일 경우에만 출력 전압 변동을 제어할 수 있으며 입력전압이 비정격 인조건에서는 일정한 전압을 출력할 수 없다. 그림 10.c는 제안하는 제어기를 사용한 파형이다. 제안하는 제어기는 인덕터 전류와 캐패시터 전류의 관계를 고려하여 제어기를 설계하였기 때문에, 비정격 전압 조건에서도 일정한 출력 전압을 얻을 수 있다.

그림 11은 110V에서 +20% 증가된 비정격전압 $132\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어왔을 때 부하 변동시 출력 전압과 인덕터 전류를 나타낸 파형이다. 그림 11.a는 기존의 제어기를 사용한 파형으로, 부하가 변동할 때 $\pm 28V$ 의 전압 변동을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 11.b는 부하전류를 보상한 제어기를 사용한 파형으로, 정격 전압이 인가된 조건과 다르게 $\pm 15V$ 의 전압 변동을 가진다. 다른 파형과 다른 점은, 과보상이 되어 부하가 커지는 경우 출력 전압이 증가하고 부하가 작아질 때

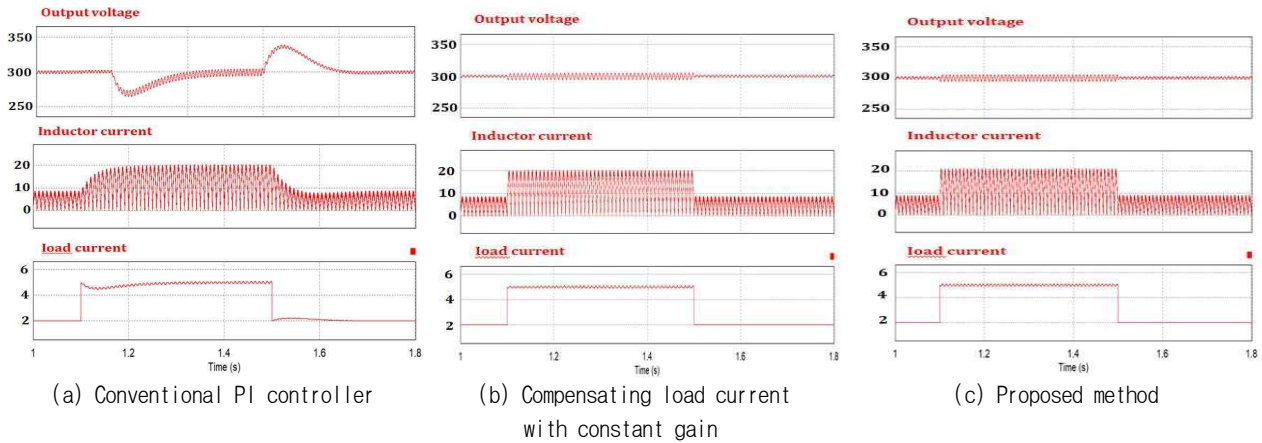


Fig. 9. Simulation results for rated input voltage (input voltage : $110\sqrt{2}\sin\theta$).

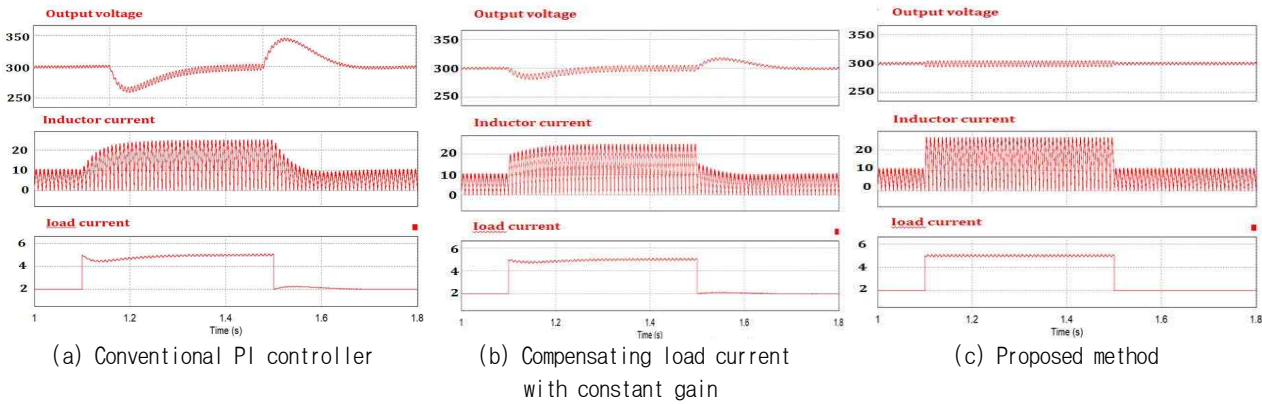


Fig. 10. Simulation results for -20% lower input voltage (input voltage : $88\sqrt{2}\sin\theta$).

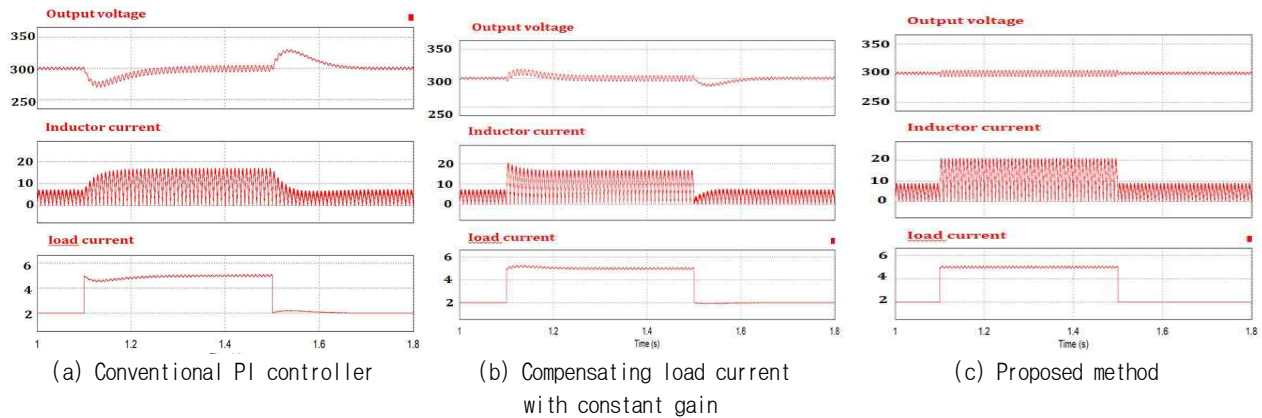


Fig. 11. Simulation results for +20% higher input voltage (input voltage : $132\sqrt{2}\sin\theta$).

출력 전압이 감소한다. 부하전류 보상 이득을 정격 전압 조건으로 선정하였기 때문에 입력 전압이 증가한 경우 과보상이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 그림 11.c는 제안하는 제어기를 사용한 파형으로 입력 전압에 관계없이 항상 일정한 전압을 출력하는 것을 확인할 수 있다.

모의해석 결과 부하 변동시 출력 전압의 변동이 생기게 되며, 기존에 연구된 방법은 정격 전압이 인가되는 조건에서만 완벽한 보상을 한다. 하지만 제안된 제어기

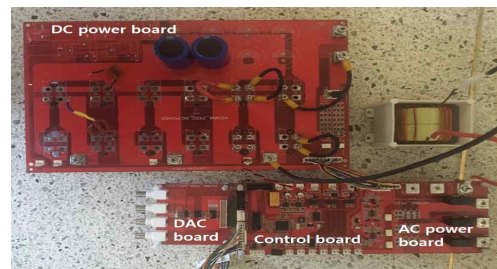


Fig. 12. Experimental device of PFC boost converter.

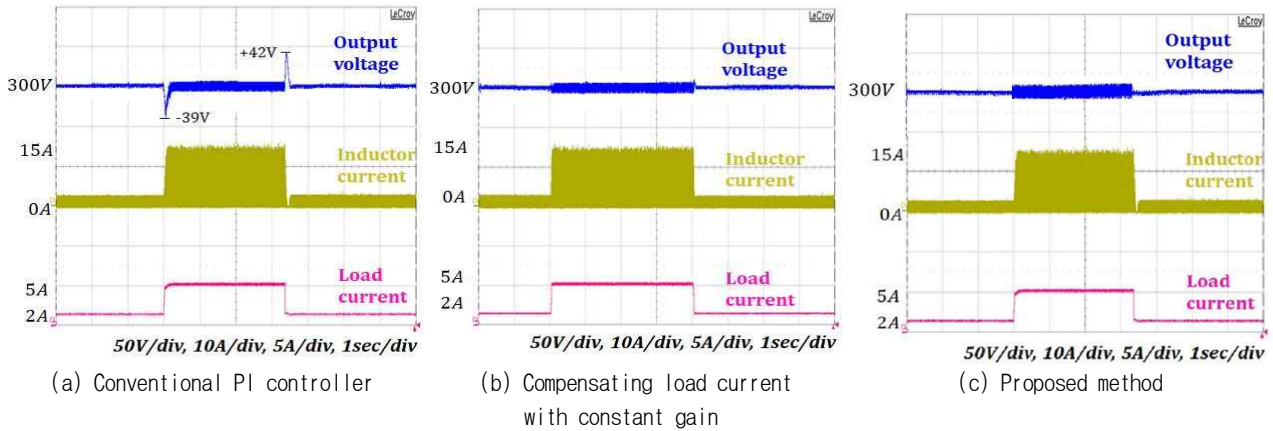


Fig. 13. Simulation results for rated input voltage (input voltage : $110\sqrt{2}\sin\theta$).

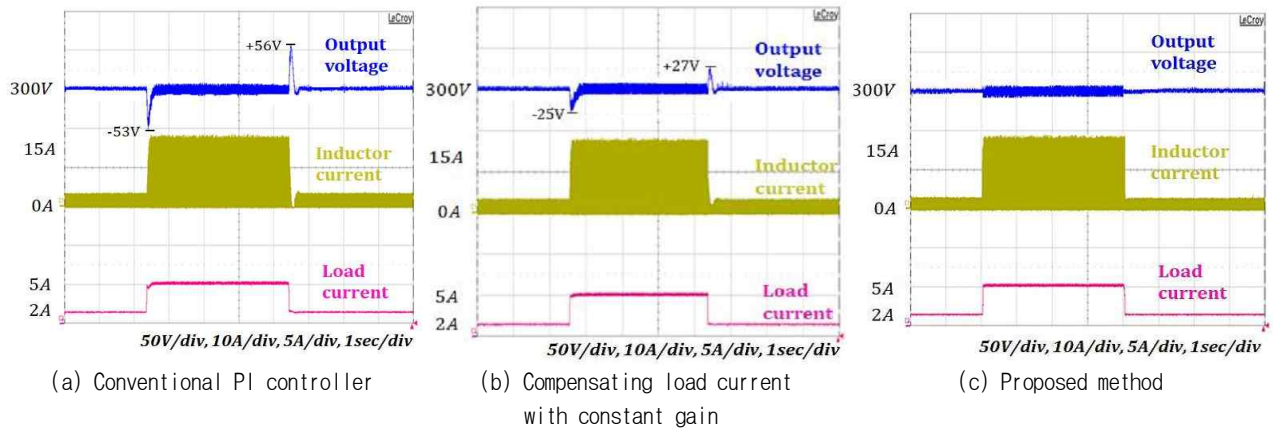


Fig. 14. Simulation results for non rated input voltage (input voltage : $88\sqrt{2}\sin\theta$).

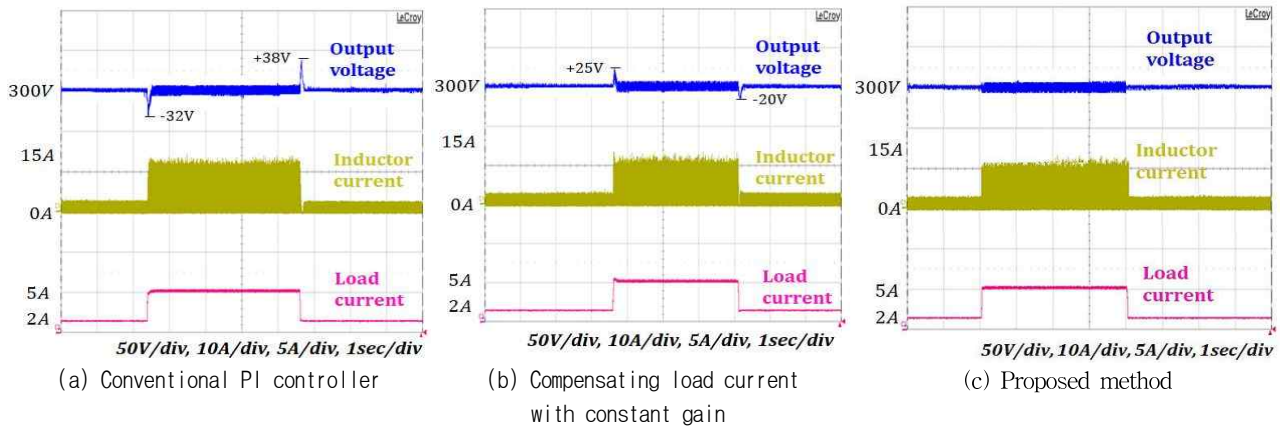


Fig. 15. Simulation results for non rated input voltage (input voltage : $132\sqrt{2}\sin\theta$)

를 사용하면 입력전압 조건에 관계없이 항상 일정한 전압을 유지 할 수 있다.

표(3)은 PSIM 모의해석을 통해 역률을 검증한 결과이다. 제안하는 제어기를 사용할 때, 전달함수를 통해 알맞은 대역폭의 비례-적분 이득을 선정한다면, 기존의 PFC 부스트 컨버터와 동일하게 높은 역률을 얻을 수 있다.

TABLE III
POWER FACTOR COMPARISON

Cutoff frequency	10Hz	10Hz
Power factor	99.48%	99.46%

4. 실험

그림 12의 단상 PFC 부스트 컨버터를 사용하여 실험을 진행하였다. 실험은 모의해석과 동일한 파라미터로 진행하였다. 부하를 변동시키면서 기존제어기, 부하전류 보상 제어기, 제안하는 제어기를 사용했을 때 출력 전압과 인덕터 전류를 비교 하였다. 그림 13는 정격전압 조건인 $110\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어왔을 때 부하 변동시 출력전압과 인덕터 전류를 나타낸 파형이다. 그림 13.a는 기존의 제어기를 사용한 파형이다. 일반적인 제어기를 사용하면 부하 변동시 +42V, -39V의 전압 변동이 발생하였다. 그림 13.b는 부하전류를 보상한 제어기를 사용한 파형이다. 부하전류 보상 제어기는 정격 전압이 인가될 경우 출력 전압의 변동을 막아 일정한 전압을 출력할 수 있다는 것을 확인 할 수 있다. 그림 13.c는 제안한 제어기를 사용한 파형으로, 부하 보상 제어기와 같이 부하가 변동하더라도 일정한 전압을 출력하였다. 그림 14은 110V에서 -20% 감소된 비정격전압 $88\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어왔을 때 부하 변동시 출력 전압과 인덕터 전류를 나타낸 파형이다. 그림 14.a는 일반 제어기를 사용한 경우 나타나는 파형으로 부하 변동시 +56V, -53V의 전압 변동이 생긴다. 그림 14.b는 부하전류 보상 제어기를 사용한 경우로 비정격전압이 인가되는 조건에서는 출력 전압을 완벽하게 유지하지 못하고 +27V, -25V의 전압 변동이 생기는 것을 확인 할 수 있다. 그림 14.c는 제안한 제어기를 사용한 경우로 -20%의 전압이 인가되더라도 부하변동시 일정한 전압을 출력한다. 그림 15는 110V에서 +20% 증가된 비정격전압 $132\sqrt{2}\sin\theta$ 가 입력으로 들어온 경우이다. 15.a는 일반제어기를 사용했을 경우로 +38V, -32V의 전압 변동이 발생했다. 그림 15.b는 부하전류 보상 제어기를 사용한 경우로 +25V, -20V의 전압 변동이 생겼다. 모의해석과 마찬가지로 과보상이 발생하여 부하가 증가할 때 출력 전압이 상승하고 부하가 감소할 때 출력 전압이 하강하였다. 그림 15.c는 제안한 제어기를 사용한 경우로 비정격 전압이 인가되더라도 일정한 전압을 출력한다.

실험 결과는 모의 해석 결과와 마찬가지로 제안하는 제어기는 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 관계를 고려하여 설계하였기 때문에 입력 전압에 관계없이 부하가 변동하더라도 항상 일정한 출력을 얻을 수 있다는 것을 입증하였다.

5. 결론

본 논문에서는 부하전류와 듀티를 보상하는 단상 PFC 컨버터 전압제어기 설계 기법을 제안하였다. 일반적으로 사용하는 제어기는 부하전류와 듀티의 관계를 고려하지않고 설계하였기 때문에 부하가 변동하는 경우 출력전압이 크게 변동하여 시스템에 문제를 발생시킬 수 있다. 캐패시터 전류와 인덕터 전류의 관계를 PFC 부스트 컨버터의 플랜트를 해석하였고, 부하전류와 듀티를 보상하는 제어기를 설계하였다. 제안한 제어방식은

PSIM과 실험으로 입증하였다. 제안하는 제어기는 부하 전류를 감지하는 전류센서가 추가로 필요하다는 단점을 가지지만, 부하가 변동하는 시스템에서 입력 전압 조건에 관계없이 출력 전압의 변동을 줄일 수 있기 때문에, 높은 품질의 전기에너지를 얻을 수 있을 것으로 판단된다.

본 연구는 2016년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다.

(No. 20164030201100)

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20171210200840)

References

- [1] IEC standard 61000-3-2, limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16A per phase), 2009.
- [2] IEEE standard 519, IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power system, 2014.
- [3] Z. M. Jovanovic, "Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power factor correction circuits," in *Proc. HFPC*, pp. 209-220, 1992.
- [4] D. Takei, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Load current feedforward control of boost converter for downsizing output filter capacitor," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*.
- [5] N. B. Y. Gorla, S. Kolluri, P. Das, and S. K. Panda, "A new control scheme to improve load transient response of single phase PWM rectifier with auxiliary current injection circuit," *APEC, 2016 IEEE*, 2016.
- [6] E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcera, and M. Pascual, "A control circuit with load-current injection for single phase power factor correction rectifiers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 3, pp. 1272-1281, June 2007.
- [7] S. Kolluri, N. Lakshmi Narasamma, "A new isolated auxiliary current pump module for load transient mitigation of isolated / nonisolated step-up /step-down DC - DC converter," *Power Electronics IEEE Transactions on*, Vol. 30, pp. 5991-6000, ISSN 0885-8993, 2015.
- [8] H. C. Park and I. S. Kim, "Bi-directional Buck-Boost Converter Controller Design Method for ESS using Matlab SISO TOOL," *The Transactions of Korean Institute of Power electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 457-464, Dec. 2016.



임재욱(林在郁)

1992년 12월 27일생. 2017년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2017년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



이승태(李承太)

1991년 11월 16일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



백승우(白承祐)

1991년 4월 4일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



김학원(金學源)

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



조관열(趙官烈)

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



최재호(崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1983년~현재 충북대 전기공학부 교수. 1993년, 1998년, 2003년, 2009년 University of Toronto 객원교수. 2002년 Aalborg University Danfoss 객원교수. 2005년~2008년 당 학회 부회장. 2009년~2011년 Journal of Power Electronics(JPE) Editor-in-Chief. 2012년 당 학회 회장.