

# 단상 부스트 PFC 컨버터용 가상 DQ 동기좌표계 기반 고성능 전류제어 알고리즘

김현근<sup>1</sup>, 진성민<sup>1</sup>, 이상희<sup>1</sup>, 이수형<sup>1</sup>, 김준석<sup>†</sup>

## High Performance Current Control Algorithm Based on Virtual DQ Synchronous Reference Frame for Single-Phase Boost PFC Converter

Hyun-Geun Kim<sup>1</sup>, Seong-Min Jin<sup>1</sup>, Sang-Hee Lee<sup>1</sup>, Su-Hyoung Lee<sup>1</sup>, and Joohn-Sheok Kim<sup>†</sup>

### Abstract

This study proposes a high-performance current control algorithm for a diode-bridge-type single-phase boost power factor correction (PFC) converter. The conventional asynchronous single-phase current controllers that directly control AC-type current tend to be accompanied by steady-state errors due to their poor dynamic characteristics for the transient-state, which can be attributed to bandwidth limitations and phase delays. In the proposed algorithm, an ideal current control with minimal phase delays and steady-state errors can be achieved by using a virtual DQ synchronous reference frame and by controlling the synchronous reference frame excluding the frequency component in the single-phase system. The performance of the conventional asynchronous single-phase current controller is compared with that of the proposed algorithm through simulation and experiments, and the results have confirmed the superiority of the latter.

**Key words:** Boost converter, PFC(Power Factor Correction), Single-phase current control, Virtual DQ synchronous reference frame

### 1. 서 론

최근 화석에너지의 잠재적인 고갈과 온실가스에 의한 지구온난화, 그리고 2011년 일어난 후쿠시마 원전 사고로 인하여 전 세계적으로 신재생에너지를 이용한 발전 시스템의 비중을 점차 높이고 있는 추세이다. 하지만 급속도로 발전하는 기술로 인하여 전자기기가 생활 속에 곳곳이 자리함에 따라 전기에너지의 수요가 급증하고 있다. 이에 국제사회에서는 IEC-61000-3-2, IEEE-519와 같은 고조파 제한 규제를 강화하고 있다<sup>[1]-[2]</sup>. 이러한 규제를 만족시키기 위해 AC전원의 역률을 1로 유지하는 PFC(Power Factor Correction)와 같은 역률 보정기에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. PFC 시스템은 그

종류와 형태가 다양하지만 단상 시스템에 적용되는 PFC의 경우 그 구조가 가장 단순한 다이오드 브릿지형 부스트 PFC 컨버터가 가장 널리 사용되고 있다<sup>[3]</sup>.

단상 부스트 PFC 컨버터는 DC출력단 전압제어를 위한 전압제어기 및 AC입력단 전류를 정현파로 제어하여 역률 1을 유지하는 전류제어기로 구성된다. 단상 시스템의 경우 AC전원 주파수의 2배에 해당하는 기본파를 갖는 입력 전력이 유입되므로 DC출력단의 부하가 일정하다는 가정 하에서 피할 수 없는 DC전압의 맥동이 발생한다. 부스트용 인덕터의 전류를 제어하는 전류제어기는 AC입력단 전원과 동기된 AC전류를 제어하여 역률 1을 유지하는 목적으로 사용된다. 특히 다이오드 브릿지형 단상 PFC에서는 AC전류의 절댓값에 해당하는 전류가 인덕터에 흐르기 때문에 단상 전류제어기의 관점에서 기본적으로 AC전원의 2배의 주파수를 갖는 전류를 제어해야 한다. 일반적으로 많이 사용하는 단상 AC전류제어 알고리즘에서는 제어 대역폭의 제한으로 인하여 과도상태의 동특성이 좋지 않고 정상상태에서도 정상위상 지연이 발생하는 경향이 있다<sup>[4]</sup>.

3상 AC시스템에 적용하는 3상 능동형 컨버터(Active

Paper number: TKPE-2017-22-6-4

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

<sup>†</sup> Corresponding author: jskim@incheon.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Incheon National University  
Tel: +82-32-835-8435 Fax: +82-32-835-0773

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Incheon National University  
Manuscript received Oct. 11, 2017; revised Oct. 18, 2017;  
accepted Oct. 23, 2017

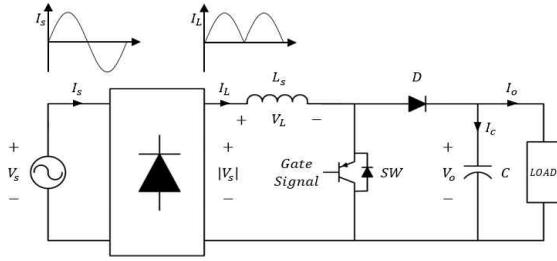


Fig. 1. Conventional boost PFC converter system.

Converter)의 경우 전압의 위상각에 기준한 동기좌표계 변환이 가능하므로 DQ 동기좌표계상에서 DC형태로 나타나는 전류를 제어함으로써 매우 이상적인 전류제어 시스템을 구성할 수 있다<sup>[6]</sup>. 그러나 단상 시스템의 경우 하나의 전원만 존재하므로 정상적으로는 동기좌표계 변환이 불가능하며 전원과 90도 위상각을 갖는 가상적인 전원을 이용한 가상 DQ 동기좌표계를 구현하여 이를 단상 능동형 컨버터에 적용한 연구가 이루어져 왔다.<sup>[6]</sup>

본 연구에서는 다이오드 브릿지형 부스트 PFC 컨버터에 적용할 수 있는 가상 DQ 동기좌표계 기반 고성능 전류제어기에 대한 연구를 진행하였다. 다이오드 브릿지형의 경우 AC전류의 절댓값에 해당하는 전류가 부스트용 인덕터에 흐르므로 위상각을 0~180도로 변조하는 기법을 적용하여 가상 DQ 동기좌표계를 구현하였다.

인덕터의 전류를 직접 제어하는 전류제어기는 통상적으로 PI(Proportional Integral)형 또는 IP(Integral Proportional)형 제어기가 많이 사용된다. 이득설정이 쉬운 장점으로 인하여 IP형 제어기에 대한 논의가 많이 있으나 차단주파수 대역에서의 위상지연이 90도가 되는 문제가 존재한다. 반면 PI형 제어기의 경우 단일 인덕터 제어를 위한 이득설정이 쉽지 않은 문제가 있으나 차단주파수 대역에서의 위상지연이 45도에 불과하므로 유사한 이득 하에서 IP형 제어기보다 보다 약간 우수한 동특성을 보인다. 본 연구에서는 PI형 제어기를 기본 전류제어기로 채택하였으며 기존의 비동기형 AC전류제어 알고리즘도 PI형 제어기로 한정하였다. 대신에 인덕터의 인덕턴스를 사용하여 보다 간편하게 이득을 설정하는 방식을 적용함으로써 기존의 비동기형 및 제안하는 동기형 전류제어기의 성능을 최대한으로 끌어올렸다.

시뮬레이션 및 실험을 통해 기존의 비동기형 단상 전류제어기와 제안하는 알고리즘의 성능을 비교하고, 제안하는 알고리즘의 우수성을 확인하였다.

## 2. 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템

### 2.1 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템의 구조

일반적으로 널리 사용되는 다이오드 브릿지형 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템의 기본 구조가 그림 1에 도示되어 있다. 그림과 같이 PFC 컨버터는 AC전원과 브

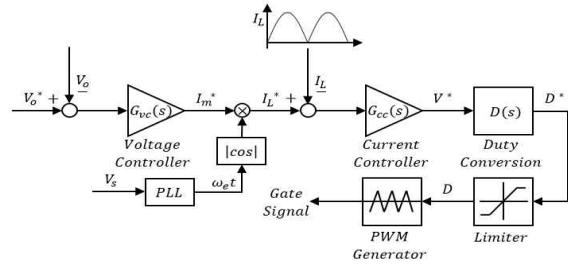


Fig. 2. Conventional control block diagram of boost PFC converter system.

릿지 다이오드, 부스트용 인덕터, 스위치, 다이오드 그리고 출력단 커패시터로 구성된다. 승압용 인덕터에는 AC전류의 절댓값에 해당하는 전류가 흐르므로 60Hz AC시스템에서는 기본파가 120Hz인 AC전류가 흐르게 되며, 스위치 하나의 동작으로 인덕터의 전류를 제어해야 하므로 전류제어기의 구성이 복잡해지는 경향이 있다.

### 2.2 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템의 제어

그림 2는 전형적인 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템의 제어 구조를 나타낸다. 제어 구조는 크게 전압제어기, 전류제어기, 시비율(Duty) 변환기 및 PWM(Pulse Width Modulation) 발생기로 구성된다.

DC출력단 전압  $V_o$ 를 제어하는 전압제어기는 전압명령  $V_o^*$ 와 출력단 전압 센싱값인  $V_o$ 에 대한 오차를 이용하여 부스트 인덕터에 대한 전류의 크기  $I_m^*$ 을 발생한다. AC전원의 위상각  $\omega_{cs}t$ 를 얻기 위하여 PLL(Phase Lock Loop)이 사용되며,  $I_m^*$ 과  $|\cos(\omega_{cs}t)|$ 을 곱한  $I_L^*$ 을 생성하여 전류제어기의 전류명령으로 사용한다. 전류제어기는 인덕터 전류명령  $I_L^*$ 와 인덕터 전류 센싱값인  $I_L$ 에 대한 오차를 이용하여 인덕터에 인가되는 전압명령  $V_L^*$ 를 발생한다. ‘시비율 변환기’는 부스트용 PWM 발생기에 적용되는 시비율을 계산하는 과정으로 인덕터에 인가되는 한 주기 샘플링 전압  $V_L$ 을 이용한다.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = |V_s| \cdot D + (|V_s| - V_o) \cdot (1 - D) \quad (1)$$

따라서 전류제어기 출력인 한 주기 샘플링 인덕터 전압  $V_L^*$ 를 시비율로 변환한 값은 식(1)을 정리하여 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \frac{V_L^* - |V_s| - V_o}{V_o} \quad (2)$$

PWM 알고리즘에서는 0~1의 제한기(Limiter)를 거쳐 입력된 시비율을 이용하여 스위치에 대한 On/Off 신호를 발생시킨다.

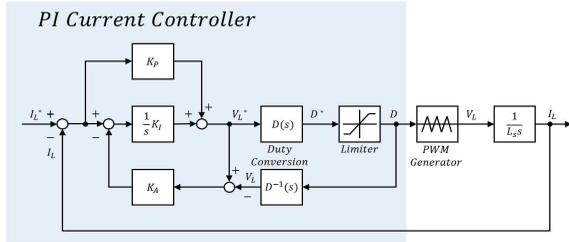


Fig. 3. Block diagram of conventional single-phase PI current controller.

### 3. 단상 전류제어 알고리즘

#### 3.1 비동기형 단상 PI 전류제어기

그림 3은 전형적인 비동기형 단상 PI 전류제어기의 기본 구조를 나타낸다. 일반적으로 많이 사용하는 전압 전압의 전향보상항(Feedforward)은 위에서 언급한 시비를 변환 알고리즘에서 적용이 되었으므로 제어블록에서 나타나지 않으며, 과도상태의 특성 개선을 위하여 ‘항-과적분(Anti-Windup) 제어기’가 적용되었다. 다이오드 브릿지형 단상 부스트 PFC 컨버터에서는 부스트용 인덕터에 흐르는 120Hz의 기본파를 갖는 AC전류  $I_m^* |\cos(\omega_{es}t)|$ 를 직접 제어하므로 비동기형 단상 PI 전류제어기를 사용할 경우 제어 대역폭의 제한으로 인하여 과도상태에서의 동특성이 좋지 않고 정상상태에서도 위상지연과 정상상태 오차가 발생한다. 전류제어기의 차단주파수(혹은 이득)를 매우 크게 설정해서 이러한 단점을 어느 정도 극복할 수 있으나 실제 시스템에 존재하는 제압음의 영향 및 스위칭 주파수에 따른 제한으로 인해 높은 이득을 설정하기가 곤란한 경우가 많다. 본 연구에서는 다음 절에서 언급하는 이득 설정법을 적용하여 위상지연을 최소화한 비동기형 PI 전류제어기를 구성하였으나 AC전류를 직접 제어해야하는 원론적인 문제로 인하여 제정수의 변동에 민감하고 과도상태의 동특성이 떨어지는 문제가 있다.

#### 3.2 제안하는 가상 DQ 동기좌표계 기반 동기형 단상 PI 전류제어기

단상 시스템의 경우 하나의 AC성분만 존재하므로 전압과 90도 위상각을 갖는 가상의 AC성분이 존재한다고 가정함으로써 DQ 동기좌표계를 구성할 수 있다. 그림 4는 단상 능동형 컨버터에서 많이 사용하는 가상 DQ 동기좌표계 기반 단상 전류제어기 구조를 나타낸다.

단상 능동형 컨버터에서 사용하는 가상 DQ 시스템에서는 0~360도의 AC전원 위상각  $\omega_{es}t$ 을 사용하여 AC전류를 제어한다. 하지만 다이오드 브릿지형 단상 PFC 부스트 컨버터의 경우 AC전류의 질댓값에 해당하는 전류가 인덕터에 흐르므로 PLL로부터 얻는 AC전압의 위상을 변조하여 0~180도가 2회 반복하도록 구성함으로써 어렵지 않게 동기좌표계를 구성할 수 있다.

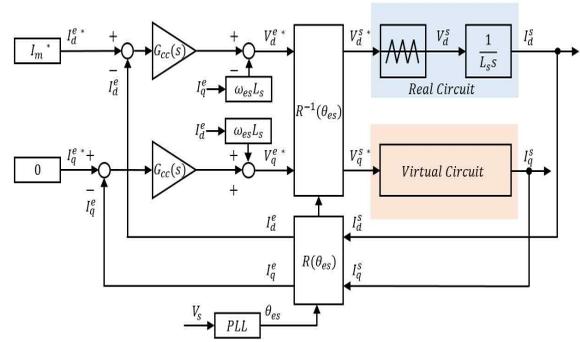


Fig. 4. Block diagram of virtual DQ single-phase PI current controller for active converter.

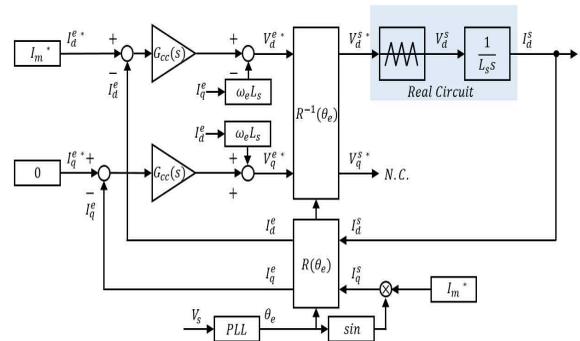


Fig. 5. Block diagram of proposed virtual DQ single-phase PI current controller.

DQ 좌표계 이론을 사용하여 실제 AC회로를 D축 정지좌표계상의 회로로 모델링하면 식(3)과 같다.

$$V_s = L_s \frac{dI_L}{dt} \Rightarrow V_d^s = L_s \frac{dI_d^s}{dt} \quad (3)$$

실제 AC회로와 동일한 형태의 가상의 AC회로가 Q축 정지좌표계에 존재한다고 가정할 때 DQ 정지좌표계의 전류명령은 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I_d^{s*} &= I_m^* \cos(\omega_e t) \\ I_q^{s*} &= I_m^* \sin(\omega_e t) \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)의  $I_m^*$ 은 인덕터에 흐르는 전류의 크기로써 전압 제어기 출력에 해당한다. 식(4)를 DQ 동기좌표계로 환산하면 식(5)와 같이 나타낼 수 있으며, 역률 1을 구현하기 위하여 DQ 동기좌표계의 D축 전류명령은 전압제어기 출력인  $I_m^*$ 을, Q축 전류 명령은 0으로 설정한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_d^{e*} \\ I_q^{e*} \end{bmatrix} &= R(\omega_e t) \begin{bmatrix} I_d^{s*} \\ I_q^{s*} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^* \cos(\omega_e t) \\ I_m^* \sin(\omega_e t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m^* \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

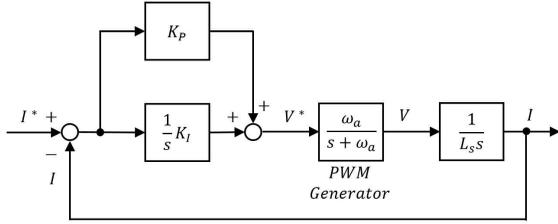


Fig. 7. Block diagram of simple single-phase PI current controller.

가상 DQ 동기좌표계 기반 동기형 단상 전류제어기가 이상적으로 동작하기 위해서는 D축의 실제 전류  $I_d^*$  보다 90도 지연된 가상의 Q축 피드백 전류  $I_q^*$ 가 필요하다. 가상의 Q축 전류를 구성하는 방법으로 FAE(Fictive Axis Emulation), Hilbert transform, Time delay, APF(All Pass Filter) 등 다양한 방법이 개발되었다. 최근 개발된 방법으로 전류명령 자체를 활용하여 가상의 Q축 전류를 대신하는 방법인 ‘전류명령 피드백방식’이 비교적 우수한 성능을 보이는 것으로 알려져 있다<sup>[7]</sup>.

가상 DQ 동기좌표계 기반 단상 전류제어기가 이상적으로 동작한다면 D축 회로에는  $I_m^* \cos(\omega_c t)$ , 가상의 Q축 회로에는  $I_m^* \sin(\omega_c t)$ 의 전류가 흐를 것으로 가정하여, 가상의 Q축 회로의 전류 피드백으로 전류명령인 식(6)과 같은  $I_q^*$ 를 사용하여 전류제어를 수행한다.

$$I_q^* = I_m^* \sin(\omega_c t) \quad (6)$$

그림 5는 본 연구에서 제안하는 가상 DQ 동기좌표계 기반 동기형 단상 PI 전류제어기 구조를 나타낸다.

일반적으로 사용되는 전류제어기의 전향보상항은 스위치 4개를 사용하는 단상 능동형 컨버터의 경우 제어기 관점에서 외란으로 작용하는 입력전원전압을 전향보상항으로 사용하여 동기좌표계상의 전류제어기 출력에 반영함으로써 이상적인 전류제어가 가능하다. 반면, 단일 스위치를 사용하는 단상 부스트 PFC 컨버터의 경우 단일 스위치로는 현실적으로 인덕터 전압과 입력전원전압 모두를 구현하는데 어려움이 있다. 따라서 본 연구에서 전류제어기는 동기좌표계상에서 인덕터 전류를 직접 제어하여 인덕터에 인가되는 전압을 제어하고 정지좌표계로 변환 후 시비율 연산에서 식(2)와 같이 입력전원전압과 출력전압을 반영함으로써 전향보상항과 같은 효과를 구현하였다.

### 3.3 단상 PI 전류제어기 이득선정

그림 6에는 전원전압 등의 모든 외란 및 부가 알고리즘을 제거한 전류제어루프의 기본 구조가 도시되어 있다. PWM 발생기의 경우 약간의 시 지연이 포함된 단위 이득 함수를 가정하여 1차 저역통과 필터 형태로 모델링하였다. 전류제어루프의 개루프 전달함수  $G_o(s)$  및

폐루프 전달함수  $G_c(s)$ 는 각각 식(7), 식(8)과 같다.

$$G_o(s) = \frac{I_s}{I_s^*} = \frac{1}{L_s s} \left( \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \right) \left( K_p + \frac{1}{s} K_f \right) \quad (7)$$

$$\cong \frac{1}{L_s s} \left( K_p + \frac{1}{s} K_f \right)$$

$$G_c(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{K_p s + K_f}{L_s s^2 + K_p s + K_f} \quad (8)$$

제어대상이  $\frac{1}{L_s s}$ 의 형태로 원점에 극점 1개 존재하는 경우 식(8)과 같이 폐루프 전달함수가 도출되며, 식에서 볼 수 있는 바와 같이 극점과 영점을 임의의 값으로 지정하기가 불가능하므로 정상적인 제어기 설계가 매우 어렵다. 이러한 경우와 매우 유사한 상황은 전동기제어에서 제어대상이  $\frac{1}{J s}$ 로 나타나는 속도제어루프에서 볼 수 있다. 이와 같이 임의의 이득설계가 어려운 경우 개루프 전달함수를 이용한 ‘근사 이득설정방식’을 적용하여 비교적 용이하게 안정적인 이득을 설정할 수 있다.<sup>[8]</sup> 이 방식은 개루프 전달함수를  $\frac{\omega_\alpha}{s}$ 로 근사시킬 경우 폐루프의 전달함수가  $\frac{\omega_\alpha}{s + \omega_\alpha}$ 로 나타난다는 점을 이용한 것으로 이를 단일 인덕터에 대한 전류제어 시스템에 응용하여  $G_o(s)$ 의 이득이 1이 되는 절점주파수는  $\omega_\alpha$ 와 같으며  $K_p = \left| \frac{1}{s} K_f \right|$ 인 절곡주파수(Banding Frequency)  $\omega_{pi}$ 를 구하면 식(9)와 같다.

$$K_p = \left| \frac{1}{s} K_f \right| = \left| \frac{1}{j\omega_{pi}} K_f \right| \quad (9)$$

$$\therefore \omega_{pi} = \frac{K_f}{K_p}$$

여기서  $\omega_{pi} \ll \omega_\alpha \ll \omega_a$ 의 조건을 만족한다면  $\omega_\alpha$ 가 폐루프 전달함수의 차단주파수라고 가정할 수 있다.

$$\omega_{pi} \ll \omega_\alpha \Rightarrow \omega_{pi} \cong \frac{1}{n} \omega_\alpha \quad (10)$$

$$\therefore \frac{K_f}{K_p} \cong \frac{1}{n} \omega_\alpha \quad (n > 5)$$

또한,  $\omega_\alpha$ 의 주파수에서  $\frac{\omega_a}{s + \omega_a}$ 는 이득 1의 값을 갖고  $K_p + \frac{1}{s} K_f$ 는 이득  $K_p$ 의 값을 갖는다.

$$G_o(s) = \frac{1}{L_s s} \left( \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \right) \left( K_p + \frac{1}{s} K_f \right) \quad (11)$$

$$\cong \frac{K_p}{L_s s} \quad (s = j\omega_\alpha)$$

TABLE 1  
SIMULATION AND EXPERIMENT PARAMETERS

| Parameter                       | Value            |
|---------------------------------|------------------|
| Input AC Voltage $V_s$          | 110 Vrms / 60 Hz |
| Output Voltage $V_o$            | 250 V            |
| Rate Power $P_o$                | 1 kW             |
| Boost Inductor $L_s$            | 1.5 mH           |
| DC Capacitor $C_{DC}$           | 1980 $\mu$ F     |
| Switching Frequency $f_{sw}$    | 10 kHz           |
| Sampling Period $T_{samp}$      | 100 $\mu$ s      |
| Cut-off Frequency $\omega_{cc}$ | 2000 rad/s       |

절점주파수에서의 이득이 1이므로  $K_P$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |G_o(s)| &\cong \left| \frac{K_P}{L_s j \omega_{cc}} \right| = 1 \\ \therefore K_P &= L_s \omega_{cc} \end{aligned} \quad (12)$$

따라서, 다음과 같은 형태의 이득을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} K_P = L_s \omega_{cc} \\ K_I = K_P \frac{1}{n} \omega_{cc} = \frac{1}{n} L_s \omega_{cc}^2 \quad (n > 5) \end{cases} \quad (13)$$

식에서  $\omega_{cc}$ 는 근사적인 차단주파수이며  $n$ 은 PI 제어기 자체의 절곡주파수와 차단주파수의 비율에 해당하는 값으로  $n$ 이 큰 경우 적분기의 이득이 작아지므로 오버슈트 억제되는 효과는 있으나 정상상태에 진입하는 시간이 길어지는 단점이 발생한다.  $n$ 이 작은 경우 적분이득이 커지므로 반대의 효과가 발생한다. 통상적으로 5~10의 범위가 주로 사용되며 본 연구에서는  $n = 5$ 의 값을 사용하였다. 차단주파수  $\omega_{cc}$ 가 큰 경우 동특성이 커지므로 과도상태를 빠르게 억제하는 성능을 얻을 수 있으나 시스템에 존재하는 제압음에 민감하게 반응하는 문제가 있으므로 제압음의 정도에 따라 적절한 값을 설정할 필요가 있다. 본 연구에서는 실제 실험적 고찰을 통해 안정적인 제어성능을 얻을 수 있는 2,000rad/s(320Hz)를 차단주파수로 사용하였다.

#### 4. 시뮬레이션 연구

제안하는 가상 DQ 동기좌표계 기반 단상 PI 전류제어기의 성능과 기존의 단상 PI 전류제어기의 성능을 비교하기 위하여 PSIM을 이용하여 표 1의 조건으로 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 7은 제안하는 가상 DQ 동기좌표계 기반 동기형 단상 전류제어 알고리즘의 기본 동작 파형에 대한 시뮬레이션 결과이다(그림 5의 제어구조도 참조). 첫 번째 파형은 DQ 동기좌표계상의 D, Q축 전류명령( $I_{d*}$ ,  $I_{q*}$ )

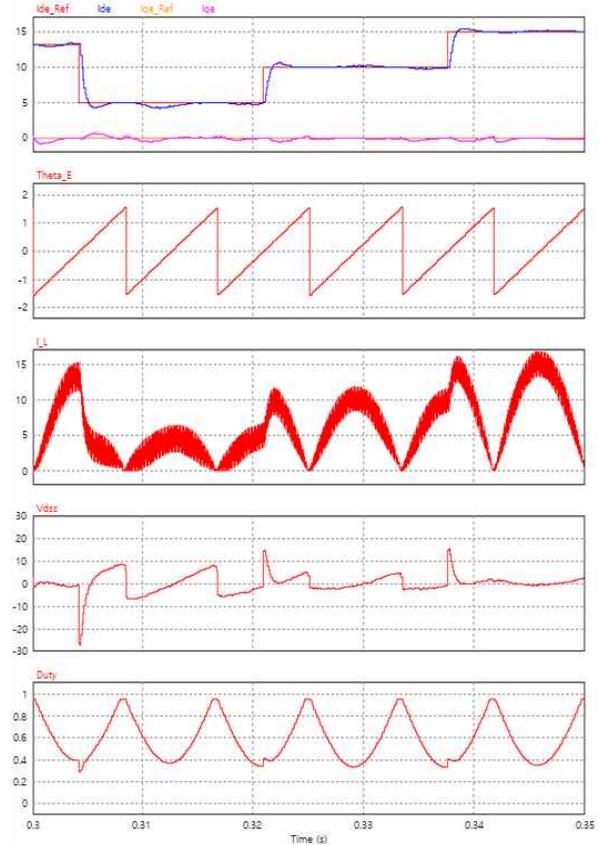


Fig. 7. Simulation results for proposed virtual DQ single-phase PI current controller.

과 실제 D축, 가상 Q축 전류( $I_{d}$ ,  $I_{q}$ )를 나타낸다. D축 전류명령은 전압제어기 출력인  $I_m^*$ 에 해당하며, 역률 1을 위하여 Q축 전류명령은 0으로 지정한다. 약간의 오버슈트 있으나 이상적인 동기좌표계 전류제어 성능을 볼 수 있다. 두 번째 파형은 PLL으로부터 나오는 AC전원전압의 위상각을 단상 PFC에 적용하기 위해 0~180도로 제한한 DQ 동기좌표계의 제어각을 나타낸다. 세 번째 파형은 인덕터 전류명령에 따라 제어된 인덕터 전류를 나타낸다. 네 번째 파형은 PI 전류제어기 출력을 DQ 정지좌표계상의 D축 전압으로 환산한 값이며 인덕터에 인가되는 전압명령에 해당한다. 이를 식(2)에 따라 시비율로 환산하면 다섯 번째 파형과 같다. 부스트형 컨버터의 동작 특성상 시비율이 1인 경우 전력전달이 일어나지 않기 때문에 시비율을 0~0.95로 제한하였다.

그림 8은 DC출력전압 250V, 출력전력 1kW로 동작할 때 정상상태에서의 AC전원전압  $V_s$ , AC전원전류  $I_s$ 와 인덕터 전류 오차  $I_{L-Error}$ 를 나타낸다. 그림(a)는 비동기형 단상 PI 전류제어기의 전류제어 성능이며 그림(b)는 가상 DQ 동기좌표계 기반 동기형 PI 전류제어기의 전류제어 성능이다. 두 경우 모두 동일한 이득을 사용하였으며 실제 상황과 유사한 환경 하에서 시뮬레이션을 진행하기 위하여 PWM을 사용하는 디지털제어 알고리즘에서 나타나는 1샘플링 지연효과를 적용하였다.

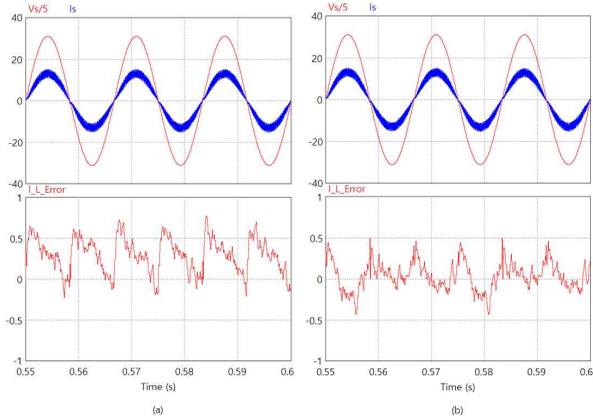


Fig. 8. Simulation results for line voltage, line current and inductor current error when the output power is 1kW (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

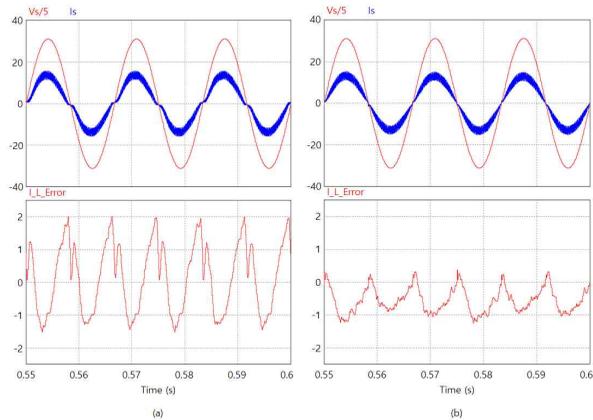


Fig. 9. Simulation results for line voltage, line current and inductor current error when the output power is 1kW and the line voltage is known as 90% (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

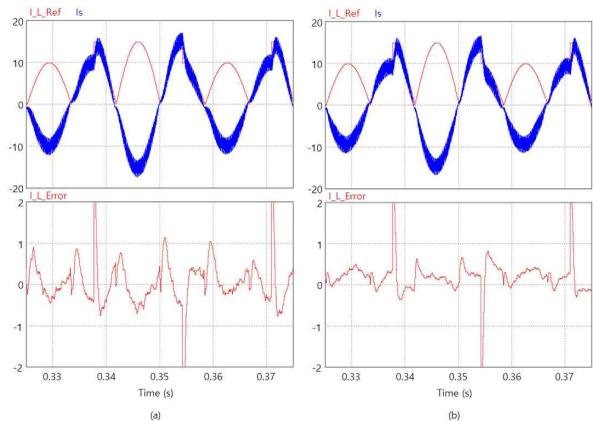


Fig. 10. Simulation results for inductor current, reference and error when the inductor current reference is step (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

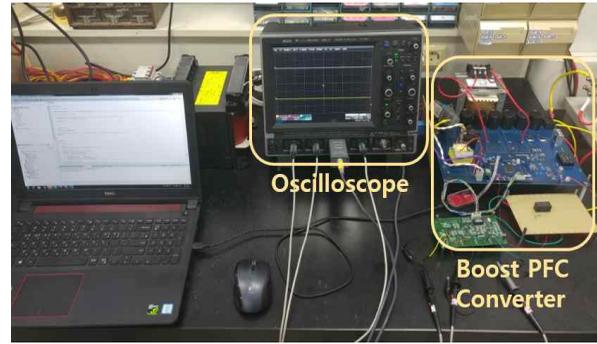


Fig. 11. Environment of the experiment.

2,000rad/s의 차단주파수를 갖도록 이득을 매우 잘 설정한 상태이므로 두 경우 모두 양호한 전류제어 성능을 보이고 있다. 다만 비동기형 전류제어기의 경우 120Hz의 기본주파수를 갖는 전류에 대한 제어를 수행하므로 약간의 위상지연이 존재하고 이 지연이 그림과 같은 전류 오차로 나타난다. 반면, 제안하는 알고리즘의 경우 DC전류를 제어하므로 전류 오차가 거의 0으로 나타난다. 다만, 실제 전류가 0A 근처에서는 시비율이 제한되므로 오차가 약간 커지는 현상이 나타난다. 두 제어기 모두 0.994의 높은 역률을 가지며, THD(Total Harmonic Distortion)의 경우 두 제어기 모두 11.35%를 가진다.

그림 9는 그림 8과 동일한 조건에서 AC전원전압의 크기를 90%로 잘못 인식하는 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. AC전원전압  $V_s$  혹은 DC출력전압의 크기를 잘못 인식하는 경우 전향보상항의 오차로 작용하여 시비율 연산에 오류가 발생한다. 이러한 효과는 제어기 관점에서는 120Hz의 기본파를 갖는 외란이 발생한 형태로 나타나 전류제어 성능이 저하된다. 이 경우 그림(a)의 비동기형 전류제어기는 상당히 큰 정상상태 전류 오차가 발생하지만, 그림(b)의 동기형 전류제어기는 동기좌표계상에서 전류제어를 수행함으로써 전향보상항의 오차가 존재하는 경우에도 약간의 옅이 존재하는 형태의 전류 오차만 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림(a)의 역률은 0.9868로 감소하였고, 그림(b)의 0.9935로 역률에 변화가 거의 없다. THD의 경우 그림(a)는 14.75%로 증가하였고, 그림(b)는 11.35%로 변화가 없다.

전류제어 루프의 동특성을 비교하기 위해 10~15A 크기의 전류명령을 스텝으로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과가 그림 10에 도시되어 있다. 전류명령의 변경은 단상 PFC의 DC출력단에 연결된 부하가 급격하게 변동하는 경우 전압제어기의 동작으로 나타날 수 있다. 전류명령이 급격하게 변경되면 부스트 인덕터에 인가해야 하는 전압이 크게 증가하지만 인가전압에는 한계가 있으므로 실제전류가 전류명령을 바로 추종하지 못하는 과도상태가 나타난다. 이러한 경우에도 동기형 전류제어기에서는 전류 오차가 보다 빠르게 감쇄되어 정상상태에 수월하게 도달하는 것을 확인할 수 있다.

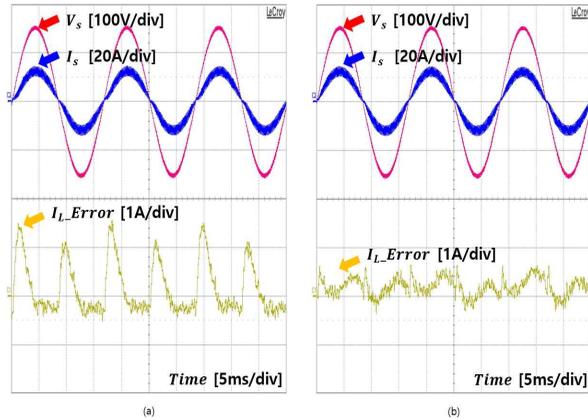


Fig. 12. Experiment results for line voltage, line current and inductor current error when the output power is 1kW (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

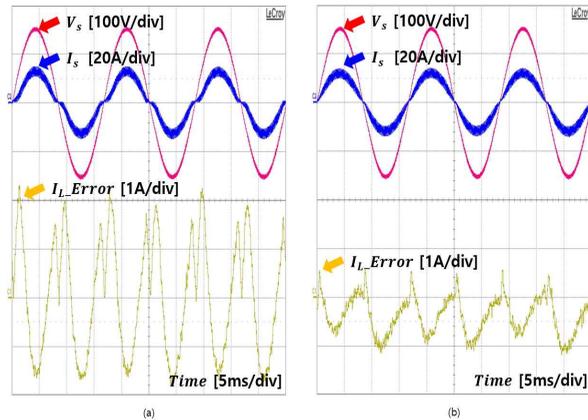


Fig. 13. Experiment results for line voltage, line current and inductor current error when the output power is 1kW and the line voltage is known as 90% (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

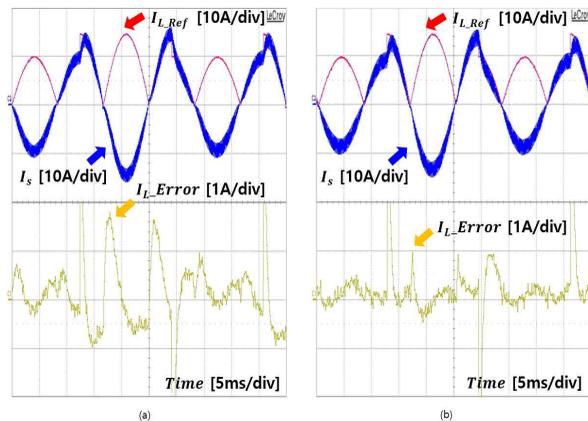


Fig. 14. Experiment results for inductor current, reference and error when the inductor current reference is step (a) Conventional PI Controller (b) Proposed Controller

## 5. 실험 결과 및 분석

제안하는 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 그림 11과 같은 환경에서 시뮬레이션과 동일하게 표 1와 동일한 조건으로 실험을 수행하였다. 최근 Cortex-M4 계열의 보급형 고성능 MCU들이 많이 출시되고 있으며, 본 연구에서는 120MHz 클럭 주파수를 갖는 Infineon Technologies사의 XMC4400 MCU를 이용한 PFC 제어기를 구성하였다. 전류 센서는 저가형 모델인 Allegro사의 ACS722를 사용하였으며, MCU의 내장 12bit ADC 모듈을 사용하여 전압 및 전류를 센싱하였다.

그림 12는 그림(a)의 일반적인 비동기형 전류제어기와 그림(b)의 제안하는 동기형 전류제어기의 정상상태 전류 제어 특성을 확인하기 위한 실험 파형이다. 각 파형은 AC전원전압  $V_s$ , AC전원전류  $I_s$ , 인덕터 전류의 오차  $I_{L\_Error}$ 를 나타낸다. 인덕터 전류의 오차는 샘플링시점에서 내부 제어기가 인식하는 값으로 별도의 12Bit DAC를 이용하여 출력하였다. 시뮬레이션과는 달리 실험 환경에서는 센서의 오차 및 제정수의 오차, 전력용 반도체의 스위칭 오차 등으로 인한 각종 외란이 존재하므로 그림(a)의 비동기형 전류제어기에서는 상대적으로 큰 전류 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. 반면 그림(b)의 동기형 전류제어기에서는 시뮬레이션과 거의 동일한 제어 성능을 보임을 알 수 있다. 역률은 그림(a)의 경우 0.988, (b)의 경우 0.991이다. THD는 그림(a), (b) 각각 13.51%, 13.01%이다.

그림 13은 AC전원전압  $V_s$ 의 크기를 90%로 인식할 때의 실험 결과를 나타내며, 시뮬레이션에서 예측한 바와 같이 비동기형 제어기에서 매우 큰 오차가 발생함을 확인할 수 있다. 그림(a)의 역률은 0.983로 다소 감소하지만 그림(b)는 0.991로 큰 변화가 없다. 그림(a)의 THD는 17.77%로 증가하였고, 그림(b)의 THD는 12.95%로 거의 변화가 없다.

그림 14는 전류제어기 동특성을 검증하기 위해 전류 명령을 스텝 형태로 10A에서 15A로 변경하였을 때의 실험 결과이다. 시뮬레이션과 동일하게 그림(b)의 동기형 전류제어기에서 안정적인 제어 성능이 구현됨을 확인할 수 있다.

실험 결과를 통해 기존의 비동기형 단상 PI 전류제어기 보다 제안하는 가상 DQ 좌표계 기반 동기형 PI 전류제어기가 외란 및 부하 변동 환경에서 더 우수한 전류제어 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

## 6. 결론

본 연구에서는 가상 DQ 좌표계를 이용하여 단상 부스트 PFC 컨버터 시스템에 적용가능한 동기형 전류제어 알고리즘에 대한 연구를 진행하였다. DQ 동기좌표계

상에서는 주파수 성분이 배제된 DC성분의 전류를 제어하므로 센서의 오차 및 스위칭 오차와 같은 외란에 강한 특성을 갖는 전류제어 시스템을 구현할 수 있다. 이상적인 전류제어기의 성능은 컨버터 DC출력단의 전압제어기의 성능을 뒷받침하는 매우 중요한 요소이며, 특히 PFC 컨버터의 역할에 직접적으로 관여하므로 1kW급 이상의 PFC를 운용할 때 가급적 우수한 성능의 전류제어 알고리즘을 사용하는 것이 좋다. 제안하는 알고리즘은 1kW 부하에서 0.991의 우수한 역률을 보이며 기존의 비동기형 단상 전류제어기와 비교하였을 때 위상 지연 및 정상상태 오차가 거의 없는 우수한 전류제어 성능을 갖는다.

다만, DQ 동기좌표계를 구성하기 위한 AC전원 위상각이 요구되므로 성능이 우수한 PLL알고리즘이 필요하고 DQ축 각각 전류제어기를 구성해야 하므로 비동기형 전류제어 알고리즘에 비해 연산량이 3~4배 증가하는 문제가 발생한다. 다행히 XMC4400과 같이 단일 칩에서 모든 제어가 가능한 보급형 고성능 MCU가 많이 출현하고 있으므로 실제 산업체에서도 고성능 전류제어 알고리즘을 수월하게 사용할 수 있을 것으로 예측한다.

본 연구는 2015년 인천대학교 교내 연구 과제의 지원에 의해서 이루어졌습니다.

### 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 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE std. 519-2014, 2014.

[3] J. D. Na, "Study of DCM interleaved boost PFC converter without the detection of the inductor current," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 65P, No. 4, pp. 303-308, Nov. 2016.

[4] S. Somkun, V. Chunkag, "Unified unbalanced synchronous reference frame current control for single-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 9, pp. 5425-5436, Sep. 2016.

[5] S. Y. Choi, R. Y. Kim, H. N. Kwon, J. W. Song, "The control of single phase inverter system using DQ modeling," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 602-605, Jul. 2003.

[6] F. Xiao, L. Dong, X. Liao, "Fast reactive current detection method for single-phase grid-connected inverters," *Tran. on Power Electronics*, Vol. 9, Vol. 3, pp. 401-407, Mar. 2016.

[7] M. Ebrahimi, S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, "Fast and robust single-phase DQ current controller for smart inverter applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 5, pp. 3968-3976, May. 2016.

[8] S. H. Kim, "AC, DC, BLDC motor control," D.B.Info, pp. 92-96, 2012.



#### 김현근(金玄根)

1990년 9월 24일생. 2016년 인천대 전기공학과 졸업. 2016년~현재 인천대 대학원 전기공학과 석사과정.



#### 진성민(陳成旻)

1991년 1월 30일생. 2016년 인천대 전기공학과 졸업. 2016년~현재 인천대 대학원 전기공학과 석사과정.



#### 이상희(李常熙)

1993년 2월 6일생. 2017년 인천대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 인천대 대학원 전기공학과 석사과정.



#### 이수형(李守炯)

1992년 3월 18일생. 2017년 인천대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 인천대 대학원 전기공학과 석사과정.



#### 김준석(金峻奭)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 인천대 전기공학과 교수.