

# 가상 d-q 변환을 이용한 승압형 단상 PFC 컨버터의 디지털 전류 제어 방법

이광운<sup>†</sup>, 김학준<sup>1</sup>

## Digital Current Control Scheme for Boost Single-Phase PFC Converter Based on Virtual d-q Transformation

Kwang-Woon Lee<sup>†</sup> and Hack-Jun Kim<sup>1</sup>

### Abstract

A digital current control scheme using virtual d-q transformation for a boost single-phase power factor correction (PFC) converter is proposed. The use of virtual d-q transformation in single-phase power converters is known to improve current control performance. However, the conventional virtual d-q transformation-based digital current control scheme cannot be directly applied to the boost single-phase PFC converter because the current and average voltage waveforms of the inductor used in the converter are not sinusoidal. To cope with this problem, this study proposes a virtual sinusoidal signal generation method that converts the current and average voltage waveform of the inductor into a sinusoidal waveform synchronized with the grid. Simulation and experimental results are provided to show that the virtual d-q transformation-based digital current control is successfully applied to the boost single-phase PFC converter with the aid of the proposed virtual sinusoidal signal generation method.

**Key words:** Boost single-phase PFC converter, Current control, Virtual d-q transformation

### 1. 서 론

다이오드 정류기와 부스트 컨버터로 구성되는 승압형 단상 PFC 컨버터는 다른 능동형 PFC 컨버터들과 비교할 때 구조가 단순하고 저비용으로 구현할 수 있어 에어컨과 같은 가전제품에 널리 적용되고 있다<sup>[1]</sup>. 승압형 단상 PFC 컨버터의 전류 지령은 계통 전원 주파수의 2 배에 해당하는 맥동을 가지기 때문에 일반적인 디지털 PI 전류 제어기법만을 적용하는 경우 전류 제어기의 제한된 대역폭으로 인하여 만족스러운 정상상태 제어 성능을 얻는 것이 힘들다. 전향 보상 제어는 시간에 따라 변화하는 지령을 추정하는데 효과적인 것으로 알려져 있으며, 실제로 승압형 단상 PFC 컨버터의 전류 제어에

널리 적용되고 있다<sup>[2]</sup>. 그러나 승압형 컨버터의 경우 인덕터 전류가 일정한 값을 유지하는 정상상태 조건에서 얻어진 PWM 시비율(duty ratio)이 전향 보상에 사용되기 때문에 전향 보상 제어를 한다고 하더라도 정상 상태에서 전류 제어 오차를 아주 작은 값으로 유지하는 것이 상당히 어렵다.

전력 변환 회로에서 기존 전향 보상 방식 전류 제어의 성능을 개선할 목적으로 반복 제어, 공진 제어, 가상 d-q 변환 등 다양한 제어 방식들이 제시되어 왔다<sup>[3]-[11]</sup>. 예를 들면, 승압형 단상 PFC 컨버터에서 주기적으로 반복되는 전류 지령을 추종하기 위해 반복 제어 기법이 활발하게 적용되고 있다. 기존의 연구 결과를 살펴보면 반복 제어기를 이용한 전류 제어기가 기존의 전향 보상 제어 대비 우수한 제어 성능을 보여주고 있음을 알 수 있다<sup>[3]-[8]</sup>. 그러나 반복 제어 기법을 적용하기 위해서는 별도의 메모리가 필요하고, 위상 지연 및 안정도를 고려한 제어기 설계 및 구현에 많은 노력이 요구된다<sup>[7]</sup>. 공진 제어 방식은 이론상 특정 주파수 대역의 이득을 무한대로 할 수 있으며, 정현파 형태의 지령을 추종하는데 있어서 우수한 제어 성능을 보여주는 것으로 알려져

Paper number: TKPE-2020-25-1-8

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

<sup>†</sup> Corresponding author: kwlee89@mmu.ac.kr, Div. of Marine Mechatronics, Mokpo Nat'l Maritime University  
Tel: +82-61-240-7269 Fax: +82-61-240-7835

<sup>1</sup> Winia Daewoo

Manuscript received Sep. 5, 2019; revised Sep. 30, 2019;  
accepted Nov. 21, 2019

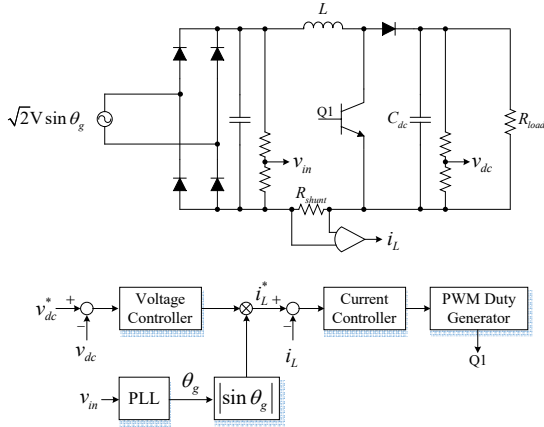


Fig. 1. Circuit and control system structure of a boost single-phase PFC converter.

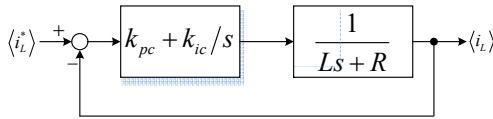


Fig. 2. Simplified block diagram of current control system.

있다. 그러나 공진 제어의 경우 실제 적용에 있어서 해석적으로 제어기의 이득을 구하는 데 어려움이 따른다 [8],[9]. 가상 d-q 변환 방식에서는 단상 교류를 All-Pass Filter(APF)를 거쳐서 90도의 위상차를 갖는 가상의 교류를 만들어 내고, d-q 변환을 통해 교류를 직류로 변환하여 제어한다. 따라서 직류로 표현되는 전류와 전압을 이용하여 제어를 하기 때문에 전류제어의 정상상태 오차를 거의 0으로 할 수 있는 특징이 있다. 또한 전류 제어기의 대역폭이 주어지면 인덕터의 제정수를 이용하여 PI 타입 전류 제어기의 이득들을 손쉽게 구할 수 있다 [10],[11]. 그러나 승압형 단상 PFC 컨버터의 경우에는 인덕터의 전류 및 전압 파형이 정현파 형태가 아니기 때문에 기존의 가상 d-q 변환을 그대로 적용할 수 없다.

본 논문에서는 승압형 단상 PFC 컨버터의 인덕터 전류 및 전압 파형을 계통 전원에 동기화된 가상의 교류로 변환하는 방식을 제안한다. 제안된 방식은 매우 단순한 구조를 가지며, 제안된 방식을 이용하면 가상 d-q 변환을 이용한 전류 제어를 승압형 단상 PFC 컨버터에 적용하는 것이 가능해진다. 따라서 승압형 단상 PFC 컨버터의 전류 제어 이득을 설계하는 과정이 단순해지며, 전류 제어 성능 또한 만족스러운 결과를 얻을 수 있다. 본 논문에서는 PSIM을 이용한 시뮬레이션과 2.5kW급 에어컨 구동용 전력변환회로를 이용한 실험을 통해 제안된 방식의 효용성을 입증하였다.

## 2. 승압형 단상 PFC 컨버터의 제어 구조

그림 1은 승압형 단상 PFC 컨버터의 회로 및 제어 시스템 구조를 나타낸다. 그림 1에서  $V$ 는 입력 전압의 실

효 값,  $\theta_g$ 는 입력 전원의 위상 각,  $v_{in}$ 은 다이오드 정류기 출력단의 전압,  $v_{dc}$ 는 PFC 컨버터의 출력 전압,  $C_{dc}$ 와  $R_{load}$ 는 각각 PFC 컨버터의 출력 커패시터와 부하 저항을 의미한다. 인덕터  $L$ 에 흐르는 전류  $i_L$ 은 션트 저항( $R_{shunt}$ )을 통해 검출된다. 그림 1에서 제어 시스템은 내부 루프의 전류 제어기와 외부 루프의 전압 제어기로 구성된다.

그림 1에서 전압 제어기는 PFC 컨버터의 출력 전압이 지령 전압을 추종하도록 전류 지령을 출력하는데, 이 값은 PLL(Phase Locked Loop)을 통해 구한 입력 교류 전원 위상각에 대응하는 정현 값의 절대 값과 곱해져 인덕터의 전류 지령으로 사용된다. 그림 1에서 전류 제어기는 인덕터 전류 제어를 수행한다.

그림 1의 승압형 컨버터가 CCM(Continuous Conduction Mode)으로 동작한다고 가정하면 인덕터의 평균 전압  $\langle v_L \rangle$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\langle v_L \rangle = v_{in} - v_{dc}(1 - D) \quad (1)$$

식 (1)에서  $D$ 는 승압형 컨버터의 PWM 시비율을 의미한다. 인덕터의 전압 지령을  $\langle v_L^* \rangle$ 라고 하면, 원하는 전압 지령을 얻기 위한 PWM 시비율은 식 (1)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$D = \frac{v_{dc} - v_{in} + \langle v_L^* \rangle}{v_{dc}} \quad (2)$$

식 (2)의 오른쪽 첫 번째 항은 전향 보상에 해당한다. 전류 제어기의 출력이 인덕터의 전압 지령이고, 승압형 컨버터의 PWM 시비율이 식 (2)에 의해 결정되면 전류 제어기에 의해 인덕터의 평균 전압이 직접적으로 제어된다고 볼 수 있다. 따라서, 승압형 컨버터의 전류 제어 루프는 그림 2와 같이 간략화하여 표현할 수 있다 [12]. 그림 2에서  $R$ 과  $L$ 은 각각 그림 1에서 인덕터의 등가직렬 저항(ESR)과 인덕턴스를 의미한다.

그림 2에서 인덕터의 평균 전류  $\langle i_L \rangle$ 은 인덕터 전류 검출에 사용되는 AD 컨버터를 PWM 반송파의 top 또는 bottom 시점에 동기화시킴으로써 얻을 수 있다. 그림 2에서 인덕터 평균 전류와 전류 지령에 대한 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_L^* \rangle} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{Ls^2 + (k_{pc} + R)s + k_{ic}} \quad (3)$$

식 (3)에서 전류 제어기의 비례 및 적분 이득은 극점-영점 소거 기법을 활용하여 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$k_{pc} = L\omega_\alpha, \quad k_{ic} = R\omega_\alpha \quad (4)$$

상기 식에서  $\omega_\alpha$ 는 설정하고자 하는 전류 제어기의 대

역폭을 의미하여, 일반적으로 PWM 스위칭 주파수의 1/10 이하의 값을 갖도록 설정된다<sup>[13]</sup>.

그림 1과 같이 전류 제어와 전압 제어의 이중 루프로 구성되는 제어 시스템에서 외부 루프에 해당하는 전압 제어기의 대역폭은 내부 루프인 전류 제어기의 대역폭에 비해 작은 값을 가지도록 설정된다. 전압 제어기의 낮은 대역폭 관점에서 볼 때 전류 제어 루프의 전달 함수는 1로 볼 수 있으며, 전압 제어 시스템의 구성은 그림 3과 같이 나타낼 수 있다<sup>[12]</sup>. 그림 3에서 전압 지령과 출력 전압 사이의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{\langle v_{dc} \rangle}{\langle v_{dc}^* \rangle} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Cs^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (5)$$

식 (5)의 특성 방정식을 표준 2차 시스템과 같다고 보면 전압 제어기의 비례 및 적분 이득은 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$k_{pv} = 2C_d\zeta\omega_n, \quad k_{iv} = C_d\omega_n^2 \quad (6)$$

식 (6)에서  $\zeta$ 는 감쇠비(damping ratio),  $\omega_n$ 은 비감쇠 고유주파수(undamped natural frequency)를 의미한다.

### 3. 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어

단상 컨버터에서 가상 d-q 변환을 이용한 전류 제어를 적용하기 위해서는 제어하고자 하는 대상의 전류 및 전압 파형이 정현파 모양의 교류가 되어야 한다. 그러나 승압형 단상 PFC 컨버터의 경우 인덕터의 전류 및 평균 전압 파형이 교류가 아니기 때문에 가상 d-q 변환을 직접적으로 적용할 수가 없다. 따라서 본 논문에서는 승압형 단상 PFC 컨버터의 인덕터 전류 및 평균 전압 파형을 입력 전원에 동기화된 가상의 교류 파형으로 변환하는 방법을 제안한다.

그림 1에서 입력 전원의 위상 각( $\theta_g$ )은 다이오드 정류기의 출력 전압에서 구할 수 있다. 그림 1에서 다이오드 정류기 출력단에 사용되는 커패시터의 용량은 매우 작은 값을 가지므로 전압 검출 이득이 1이라고 가정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{in} = \left| \sqrt{2} V \sin \theta_g \right| \quad (7)$$

식 (7)로부터  $v_{in}$ 의 제곱을 계통 전원 주파수 2배의 대역폭을 갖는 Band-Pass Filter(BPF)를 거치도록 하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$v_{in}^2 = V^2(1 - \cos 2\theta_g) \quad (8)$$

$$BPF(-v_{in}^2) = V^2 \cos 2\theta_g \quad (9)$$

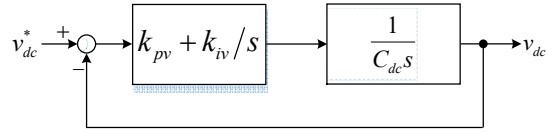


Fig. 3. Simplified block diagram of voltage control system.

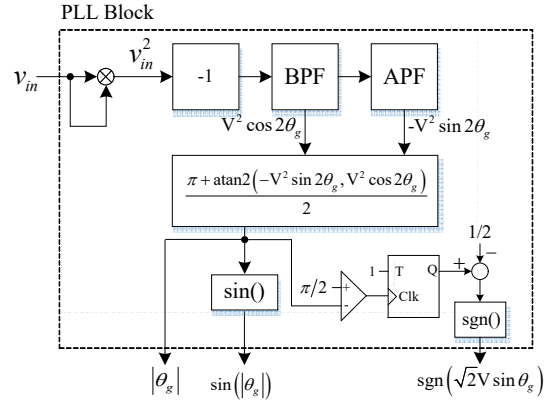


Fig. 4. Block diagram of the proposed grid angle detector.

식 (9)에서 BPF의 전달함수( $G_{BPF}(s)$ )는 다음과 같다.

$$G_{BPF}(s) = \frac{2\zeta\omega_o s}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad (10)$$

상기 식에서  $\omega_o$ 는 BPF의 차단 주파수,  $\zeta$ 는 BPF의 감쇠비를 의미한다. 식 (9)의 결과를 다음과 같이 All-Pass Filter(APF)를 거치면 입력 신호와 90도 위상차가 나는 신호를 만들 수 있다.

$$APF(V^2 \cos 2\theta_g) = V^2 \sin 2\theta_g \quad (11)$$

식 (11)에서 APF의 전달함수( $G_{APF}(s)$ )는 다음과 같다.

$$G_{APF}(s) = \frac{s - \omega_{APF}}{s + \omega_{APF}} \quad (12)$$

상기 식에서  $\omega_{APF}$ 는 계통 전원의 2배에 해당하는 값을 갖도록 한다. 식 (9)와 식 (11)를 통해 얻은 2개의 신호를 Arc Tangent 연산을 하면 입력전원 위상각의 2배에 해당하는 값을 구할 수 있으며, 그림 4와 같이 적절한 처리를 통해 최종적으로 입력 교류 전원의 위상각을 구할 수 있다.

가상 d-q 변환을 이용한 전류 제어 방식을 적용하고자 할 때 정지 좌표계에서의 전압 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & 0 \\ 0 & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{2} V \begin{bmatrix} -\sin \theta_g \\ \cos \theta_g \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (13)에서  $p$ 는 미분연산자,  $R$ 과  $L$ 은 각각 인덕터의

등가직렬저항과 인덕턴스를 의미한다. 식 (13)에서 오른쪽 마지막 항들은 각각  $\alpha$ - $\beta$ 축에서의 전압을 의미한다. DPF(Displacement Power Factor)가 1인 조건에서  $\alpha$ - $\beta$ 축에서의 전압과 전류는 동상이 된다. 따라서 그림 4의 위상 각 검출기를 통해 구한 입력 전원의 위상각과 승압형 컨버터의 인덕터 전류를 곱하면 다음과 같이 가상의 교류 전류  $i_\alpha$ 를 만들 수 있다.

$$i_\alpha = -i_L \sin \theta_g \quad (14)$$

식 (14)를 APF를 거치게 하면  $i_\alpha$ 와 90도 위상 차를 갖는 가상의 교류 전류  $i_\beta$ 를 만들 수 있다.

$$i_\beta = APF(i_\alpha) = i_L \cos \theta_g \quad (15)$$

결과적으로 그림 5와 같이 인덕터 전류  $i_L$ 로부터 가상의 d-q축 전류  $i_d$ 와  $i_q$ 를 만들 수 있다. 가상의 d-q축에서 승압형 PFC 컨버터의 인덕터에 대한 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & -\omega_g L \\ \omega_g L & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{2} V \end{bmatrix} \quad (16)$$

승압형 단상 PFC 컨버터에서 인덕터 전류는 계통 전원 주파수의 2배에 해당하는 주파수를 갖는 맥동을 가지게 된다. 그러나 인덕터 전류를 가상의 d-q축으로 변환하면 맥동이 없는 직류가 되며, 식 (16)으로 표현되는 전압 방정식에 기반하여 그림 6과 같이 전류 제어를 구현할 수 있다. 그림 6에서 PI 타입의 전류 제어기 이득은 식 (4)와 같이 설정할 수 있다. 그림 6에서 전류 제어기의 출력은 인덕터의 평균 전압 지령이 되며, 승압형 단상 PFC 컨버터의 스위칭 시비율은 식 (2)를 통해 구해진다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 방식의 효용성을 입증하기 위해 PSIM을 이용하여 모의실험을 진행하였다. 시뮬레이션에 사용된 승압형 단상 PFC 컨버터의 파라미터들은 표 1과 같다. 전류 제어기 및 전압 제어기의 제어 이득들은 각각 식 (4)와 (6)을 이용하여 구하였다.

그림 7은 그림 4에 표시된 입력전원 위상각 검출기에 대한 모의실험 결과로서, 입력 전원의 위상각이 적절하게 검출되고 있음을 알 수 있다.

그림 8은 본 논문에서 제시한 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어기를 사용하였을 때 주요 제어 신호 파형을 나타낸다. 그림 8(d)를 살펴보면 제안된 방식에 의해 인덕터 전류가 가상의  $\alpha$ - $\beta$ 축 전류( $i_\alpha, i_\beta$ )로 변환되고, 다시 가상의 d-q축 전류( $i_d, i_q$ )로 변환됨을 알 수 있다. 그림

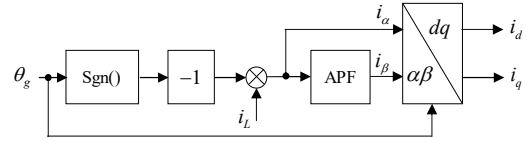


Fig. 5. Block diagram of the virtual d-q axis current generator.

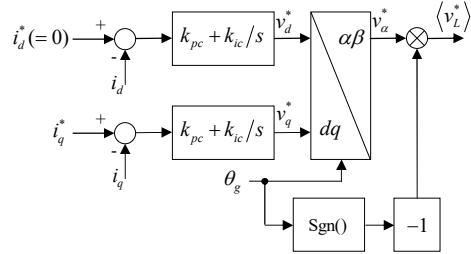


Fig. 6. Block diagram of virtual d-q axis based current control system.

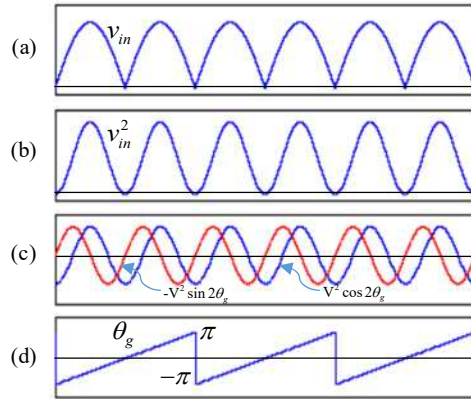


Fig. 7. Simulation result for the grid angle detection. (a) Output voltage of diode rectifier, (b) Square of  $v_{in}$ , (c) Output signals of BPF and APF, (d) Phase angle of input voltage.

TABLE I  
SIMULATION PARAMETERS

Parameters	Value
L (inductance)	2.18 [mH]
R (ESR)	0.1 [ohm]
PWM frequency	18 [kHz]
Bandwidth of current controller	600 [Hz]
Input grid voltage	220 [V]
Output voltage	380 [V]
Bandwidth of voltage controller	10 [Hz]
Output power	2.4 [kW]

8로부터 제안된 가상 d-q 변환 기법의 전류 제어가 적절하게 동작함을 확인할 수 있다.

그림 9는 그림 2와 같은 전향보상을 포함하는 PI 타입의 전류 제어기를 사용했을 때의 시뮬레이션 결과이고, 그림 10은 본 논문에서 제안한 가상 d-q 변환 기반

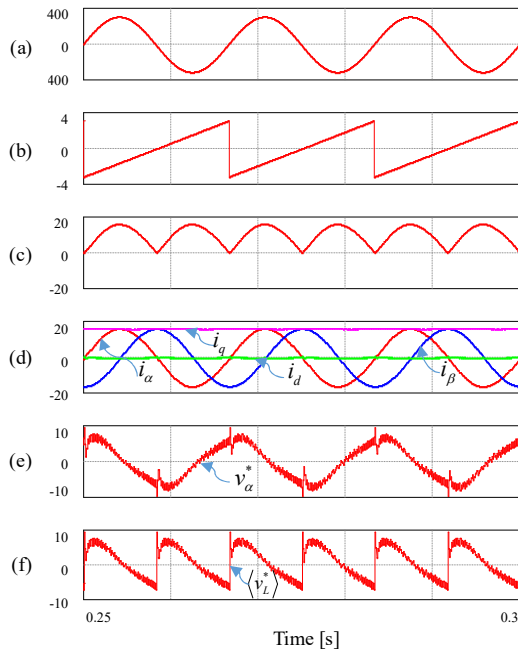


Fig. 8. Simulation result with the proposed current controller. (a) Input voltage, (b) Phase angle of the input voltage, (c) Inductor current, (d) Virtual  $\alpha$ - $\beta$  axis currents and virtual d-q axis currents, (e)  $\alpha$ -axis voltage command, (f) Voltage command of the inductor.

의 전류 제어 기법을 적용했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 9의 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 전향보상을 포함하는 PI 전류 제어기를 사용하는 경우 전류 지령에 계통 전원 주파수의 2배에 해당하는 맥동이 있기 때문에 전류 제어 오차를 0으로 유지하는 것이 어렵다. 반면에 그림 10의 가상 d-q 변환 방식의 전류 제어에서는 인덕터 전류가 가상의 직류 전류로 변환되어 제어되기 때문에 정상 상태에서 전류 제어 오차를 거의 0으로 유지할 수 있다.

본 논문에서 제안한 가상 d-q 변환 기반의 승압형 단상 PFC 컨버터의 제어 알고리즘을 그림 11의 에어컨 압축기 구동용 전력변환 회로에 적용하여 실험을 진행하였다. 실험 조건은 표 1의 시뮬레이션 조건과 동일하게 설정하였다.

그림 12와 그림 13은 각각 PI 전류 제어기와 가상 d-q 변환 기반 전류 제어기에 대한 실험 결과로, 에어컨 압축기를 6,000 [r/min]으로 운전하여 입력 전력이 대략 2.2 [kW] 정도인 상태에서 측정하였다. 그림 12와 13을 비교해보면 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어기 성능이 PI 전류 제어기보다 우수함을 알 수 있으며, 이것은 시뮬레이션을 통해 확인한 결과와 동일하다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 단상 승압형 PFC 컨버터의 인덕터 전류를 가상의 교류 전류로 변환하는 방법을 제시하였고,

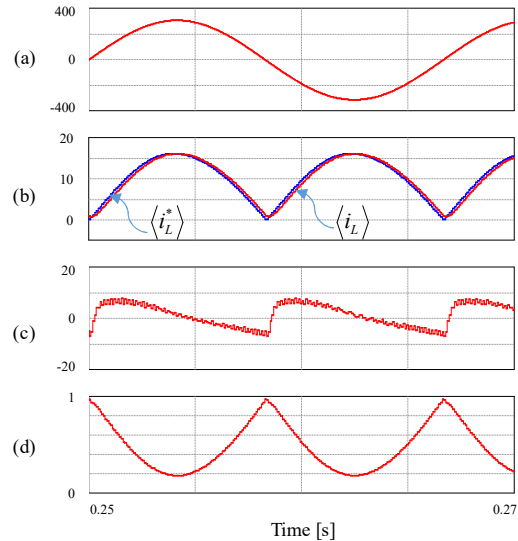


Fig. 9. Simulation result with PI type current control method. (a) Input voltage, (b) Current response, (c) Voltage command of the inductor, (d) Duty ratio.

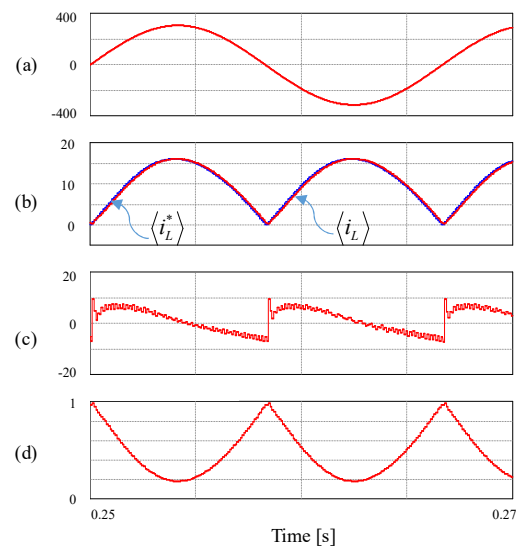


Fig. 10. Simulation result with the proposed current control method. (a) Input voltage, (b) Current response, (c) Voltage command of the inductor, (d) Duty ratio.



Fig. 11. Power converter for air conditioner compressor.

이를 이용하여 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어기법을 단상 승압형 PFC 컨버터에 적용하는 방법을 제안하였



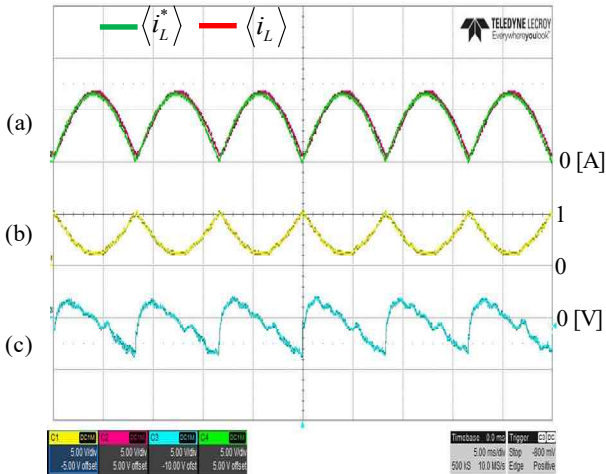


Fig. 12. Experimental result with PI type current control method. (a) Inductor current command and current [10A/div], (b) Duty ratio, (c) Voltage command of the inductor [25V/div].

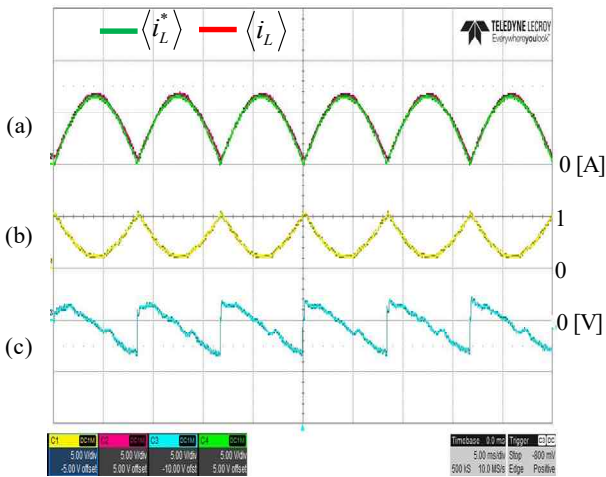


Fig. 13. Experimental result with the proposed current control method. (a) Inductor current command and current [10A/div], (b) Duty ratio, (c) Voltage command of the inductor [25V/div].

다. 또한 실험을 통해 전류 제어기의 대역폭이 동일하다면 정상 상태에서 기존의 전향 보상을 이용한 PI 타입 전류 제어기 대비 제안된 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어기의 제어 성능이 더 우수함을 확인하였다. 일반적으로 단상 승압형 PFC 컨버터에 사용되는 인덕터의 용량이 작아질수록 전류 제어가 어려워지는데, 이러한 경우 가상 d-q 변환 기반의 전류 제어 방식을 사용하는 경우 좀 더 만족스러운 전류 제어 성능을 얻을 수 있을 것으로 예상된다.

본 연구는 (주)위니아딴채의 연구비 지원을 받아 수행한 과제입니다.

## References

- [1] TI website, "Power factor correction (PFC) topology comparison," [Online]. Available: <https://training.ti.com/power-factor-correction-pfc-topology-comparison>.
- [2] M. Chen and J. Sun, "Feedforward current control of boost single-phase PFC converters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 21, No. 2, pp. 338-345, Mar. 2006.
- [3] Y. Y. Tzou, R. S. Ou, S. L. Jung, and M. Y. Chang, "High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 12, No. 4, pp. 715-725, Jul. 1997.
- [4] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 3, pp. 888-895, May/Jun. 2001.
- [5] Y. Cho and J. S. Lai, "Digital plug-in repetitive controller for single-phase bridgeless PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, pp. 165-175, Jan. 2013.
- [6] D. H. Hwang, J. Lee, Y. Cho, and G. H. Choe, "Boost type PFC rectifier with active power decoupling circuit with repetitive controller," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, pp. 389-396, Dec. 2018.
- [7] J. M. Olm, G. A. Ramos, and R. Costa-Castello, "Stability analysis of digital repetitive control systems under time-varying sampling period," *IET Control Theory Appl.*, Vol. 5, No. 1, pp. 29-37, Jan. 2011.
- [8] M. Rashed, C. Klumpner, and G. Asher, "Repetitive and resonant control for a single-phase grid-connected hybrid cascaded multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, pp. 2224-2234, May 2013.
- [9] D. Zmood and D. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, pp. 814-822, May 2003.
- [10] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, and M. Dame, "A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame," in *Proc. IEEE 33th Power Electron. Specialists Conf.*, pp. 1431-1436, Jun. 2002.
- [11] U. A. Miranda, M. Aredes, and L. G. B. Rolim, "A D-Q synchronous reference frame current control for single-phase converters," in *Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1377-1381, Jun. 2005.
- [12] K. W. Lee and T. Kim, "Operating-point insensitive voltage control of the Z-source inverter based on an indirect capacitor current control," *IET Power Electron.*, Vol. 8, No. 8, pp. 1358-1366, Aug. 2015.
- [13] S. K. Sul, *Control of electric machine drive systems*, John Wiley & Sons, 2011.



### **이광운(李光雲)**

1971년 1월 16일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2000년~2007년 삼성전자 책임연구원. 2008년~현재 목포해양대 해양메카

트로닉스학부 교수. 당 학회 JPE 편집위원.



### **김학준(金學俊)**

1990년 10월 29일생. 2015년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2017년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2017년~현재 위니아대우 주임연구원(매니저).