

# 계통 연계형 단상 인버터의 단독 운전 모드를 위한 정지좌표계 전압 제어기

홍창표<sup>1</sup>, 김학원<sup>†</sup>, 조관열<sup>1</sup>, 임병국<sup>1</sup>

## Stationary Reference Frame Voltage Controller for Single Phase Grid Connected Inverter for Stand Alone Mode

Chang-Pyo Hong<sup>1</sup>, Hag-Wone Kim<sup>†</sup>, Kwan-Yuhl Cho<sup>1</sup>, and Byoung-Kuk Lim<sup>1</sup>

### Abstract

A grid connected inverter must be operated as the main electricity source under an isolated condition caused by the grid problem. Conventionally, the dual loop controller is used for the grid inverter, and the controller is used for control under the stand-alone mode. Generally, the PI(Proportional - Integral) controller is highly efficient under a synchronous reference frame, and stable control can be available. However, in this synchronous frame-based control, high-quality DSP is required because many sinusoidal calculations are necessary. When the PI control is conducted under a stationary frame, the controller constructions are made simple so that they work even with a low-price micro controller. However, given the characteristics of the PI controller, it should be designed with the phase of reference voltage considered. Otherwise, the phase delay of the output voltage can occur. Although the current controller also has a higher bandwidth than the voltage controller, distortion of the voltage is difficult to avoid only by the rapid response of the PI controller, as a sudden load change can occur in the nonlinear load. In this study, a new control method that solves the voltage controller bandwidth problem and rapidly copes with it even in the nonlinear load situation is proposed. The validity of the proposed method is proved by simulation and experimental results.

**Key words:** Single phase PWM inverter, Stand alone mode, Controller, Nonlinear load, Feedforward

### 1. 서 론

최근 화석연료의 고갈에 의한 에너지 위기와 발전 폐기물에 의한 환경오염 문제가 대두됨에 따라 신재생에너지에 대한 요구가 증대되고 있다. 하지만 풍력 발전이나 태양광 발전 같은 신재생에너지의 경우 날씨, 계절, 시간 등 환경의 영향을 받기 때문에 발전량이 불규칙적이다. 따라서 지속적인 에너지 공급을 위하여 발전된 에너지를 저장하여 부하에 계통전력과 함께 전력을 공급

하거나, 단독으로 전력을 공급할 수 있는 ESS에 대한 관심이 증가하고 있다<sup>[1][2]</sup>. ESS의 계통 연계형 인버터는 계통과 연계하여 대체에너지의 발전 전력을 이용한 배터리 충전이 가능할 뿐 아니라, 부하로 전력 공급이 가능하도록 양방향 운전 기능을 가져야한다. 또한 계통 연계형 인버터는 계통 이상 발생 시 부하 측 주 전력원으로 사용될 수 있도록 단독운전 기능을 수행하여야 한다<sup>[3][4]</sup>. 그렇기 때문에 계통 연계형 인버터는 단독 운전 시 깨끗한 교류 전력 공급이 가능하도록 설계되어야 한다. 이를 위해 계통 연계형 인버터는 PWM에 의하여 발생하는 전압 잡음을 저감하기 위하여 출력단에 LC 필터가 사용된다<sup>[4]</sup>. 앞에서 언급하였듯이 계통 연계형 인버터는 계통과 연결되어 운전되는 계통 연계 모드와 계통 고장으로 인하여 계통에서 전력 공급이 원활하지 않을 때 단독으로 운전되는 단독 운전 모드에서 모두 동작된다. 인버터가 계통 연계 모드로 동작될 때는 인버터의 출력 전류를 제어하는 전류 제어 모드로 동작되고,

Paper number: TKPE-2015-20-6-4

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

<sup>†</sup> Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of control & Instrumentation Eng., Korea Nat' Univ. of Transportation  
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

<sup>1</sup> Dept. of control & Instrumentation Eng., Korea Nat' Univ. of Transportation

Manuscript received Jun. 22, 2015; revised Aug. 20, 2015; accepted Oct. 7, 2015

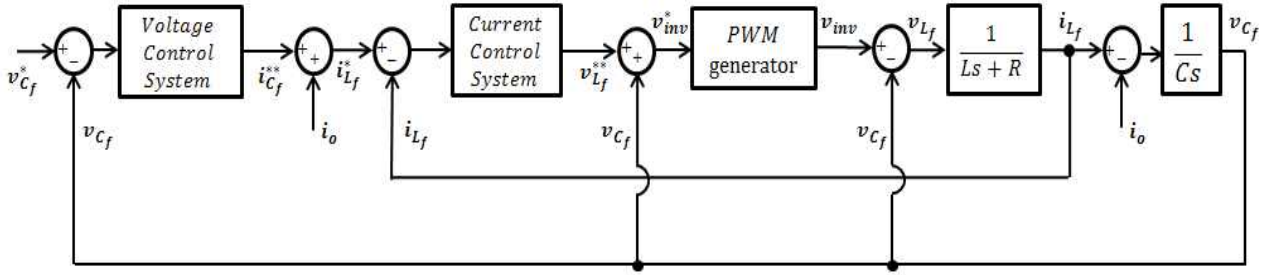


Fig. 2. Block diagram of dual loop controller.

단독 운전 모드로 동작할 때는 LC 필터의 출력 전압을 제어하는 전압 제어 모드로 동작된다. 일반적으로 단독 운전 모드를 위한 전압 제어기는 전압 제어기 내부에 전류제어기를 갖는 듀얼 루프 제어 방식이 많이 사용되며, 전압 제어기 및 전류 제어기는 각각 PI 제어기가 사용되는 것이 일반적이다<sup>[1][2][6][7]</sup>.

한편, 단상 계통 연계형 인버터의 제어방법으로 계통의 전압을 한축으로 하고 전대역 통과 필터(all pass filter)를 사용하여 위상이 90도 앞서거나 뒤지는 직교 신호를 생성하고 계통 위상을 반영하여 동기 좌표계로 변환하여 제어하는 방식이 일반적으로 사용된다. 이 기법을 사용하면 직류에 좋은 성능을 보이는 PI제어기 사용만으로도 정상상태 오차를 0에 가깝게 제어가 가능하다.<sup>[2][8]</sup> 그러나 이러한 제어기법은 전 대역 필터와 정지 좌표계 및 동기 좌표계를 위한 복잡한 연산이 필요하므로 이로 인한 고성능 DSP를 요구하는 단점이 있다<sup>[8]</sup>. 이를 해결하기 위하여 계통 연계형 인버터를 저가격의 마이크로 컴퓨터(Micro Computer)로 제어하기 위하여 정지 좌표계에서 제어하는 방법들이 사용되기도 한다. 하지만 정지 좌표계에서 PI제어기를 사용 시 전압제어기의 낮은 대역폭으로 인하여 출력전압의 위상지연과 크기오차가 발생할 뿐만 아니라 부하 변동과 비선형 부하에서 제어기 성능이 저하된다. 이런 문제점을 해결하기 위해 일반적으로는 비례-공진 제어기를 사용한다. 공진 제어기는 동기좌표계 적분제어기를 정지좌표계에 설치한 것과 같은 효과를 낼 수 있기 때문에 정상상태 오차를 0에 가깝게 수렴이 가능하다. 그러나 비선형성을 가지는 부하에 전력을 공급할 경우 고조파 전류제어가 이뤄지지 않아 출력전압의 왜곡을 유발하게 된다. 그렇기 때문에 고조파 주파수 대역의 공진제어기가 병렬로 추가하여 설계가 이뤄져야 한다<sup>[11]</sup>.

본 논문에서는 정지좌표계에서 대표적으로 사용되는 비례 공진 제어기와 같은 효과를 보이면서, 별도의 고조파 보상 제어기 없이 비선형 부하에서도 전압 왜곡이 발생하지 않는 제어방법을 제안한다. 제안된 방법의 동작원리를 이론적으로 설명하기 위하여, 정지좌표계에서 비례-적분, 비례-공진 제어 방법과 제안하는 제어 방법의 전달함수를 구하여 비교하고, 주파수 특성 곡선을 통해 제어 특성을 확인한다. 또한 제안된 방식의 효율성을

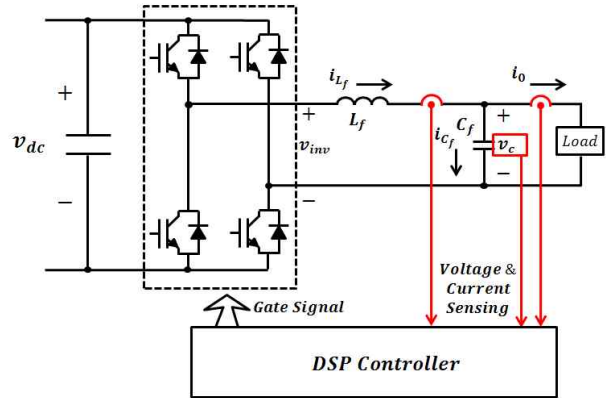


Fig. 1. Single phase PWM inverter circuit.

확인하기 위하여 모의해석을 PSIM으로 구현하여 선형 부하와 비선형 부하조건에서 시뮬레이션과 실험을 진행하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 정지좌표계상에서 제어 방법

ESS나 UPS에서 사용되는 계통 연계형 단상 인버터는 그림 1과 같이 풀브리지 컨버터 출력단에 LC필터가 일반적으로 사용된다. 그림 1의 출력 캐패시터에 KCL을 적용하면 식 (1)과 같다.

$$i_{L_f} = i_o - i_{C_f} \quad (1)$$

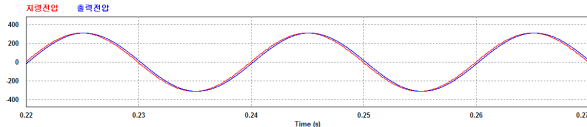
여기서  $i_{C_f}$ 는 캐패시터 입력전류,  $i_{L_f}$ 는 인덕터 전류,  $i_o$ 는 부하로 출력되는 전류이다. 또한 출력 인덕터의 전압 전류 관계를 KVL을 이용하여 나타내면 식 (2)와 같다.

$$v_{inv} = L \frac{di_{L_f}}{dt} + i_{L_f} R + v_C \quad (2)$$

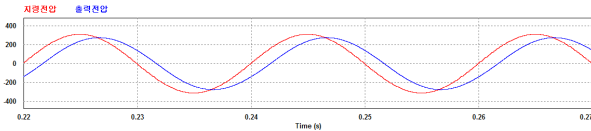
여기서  $v_{inv}$ 는 단상 인버터의 출력 전압,  $v_C$ 는 캐패시터의 전압을 나타낸다. 단독 운전 모드에서 일반적으로 사용되는 제어방법은 단상 인버터의 캐패시터 전압제어 루프 안에 인덕터 전류제어루프가 있는 이중루프 제어기(Dual Loop Controller)가 사용된다. 그림2는 일반적으

TABLE I  
CONDITIONS FOR ANALYSIS OF PI DUAL LOOP  
CONTROLLER

Condition		Value	
		(A)	(B)
Switching Frequency		50[kHz]	10[kHz]
Filter Inductor, ESR		1[mH], 0.08[Ω]	
Filter Capacitor		75[μF]	
Band Width	Voltage controller.	600[Hz]	100[Hz]
	Current controller	6[kHz]	1[kHz]



(A) 600Hz bandwidth condition for voltage controller



(B) 100Hz bandwidth condition for voltage controller

Fig. 3. Comparison of voltage response by band width of voltage controller (conditions in table 1).

로 사용되는 이중루프 제어를 나타낸다. 그림 2의 캐패시터 전압 제어기의 출력에 부하전류를 더하면 식 (1)과 같이 인덕터의 전류 명령이 된다. 한편 식 (2)로부터 인버터 전류제어기 출력과 캐패시터의 전압의 차가 인덕터에 인가되어 전류의 동특성을 결정한다.

### 2.1.1 비례-적분 제어기

단상 인버터를 정지좌표계에서 비례-적분 제어기를 사용하게 된다면 전압 명령의 주파수를 고려하여 설계해야한다. 상용전원 주파수인 50/60[Hz] 대역의 전압 명령을 고려하여 전압제어기 대역폭을 상용 주파수의 10 배 이상으로 선정하고 전류제어기 대역폭은 전압 제어기와 간섭이 없도록 전압제어기의 10배 이상이면서 전류제어기의 충분한 샘플링 테이터를 확보하기 위하여 스위칭 주파수의 1/10배 이하로 선정하여야한다. 결과적으로 그림 3 (A)와 같이 정상상태를 수렴하게 되지만 위의 조건을 만족하기 위하여 스위칭 주파수는 50/60[kHz] 이상으로 선정되어야 한다. 만약 스위칭 손실 소자손정을 고려하여 스위칭 주파수 50[kHz]이하로 선정하고 설계 조건에 맞게 제어기 대역폭을 선정하게 되면, 낮은 전압제어기 대역폭으로 인하여 그림3 (B)와 같이 출력전압의 위상이 지연된다. 그림 5는 지령-출력 전압의 주파수 특성 곡선을 나타낸 것이다. 표1의 (B)와 같이 설계할 경우 60[Hz] 대역에서 위상 지연 및 이득이

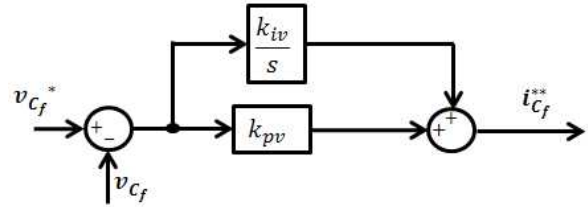


Fig. 4. Proportional-Integral controller in voltage control system.

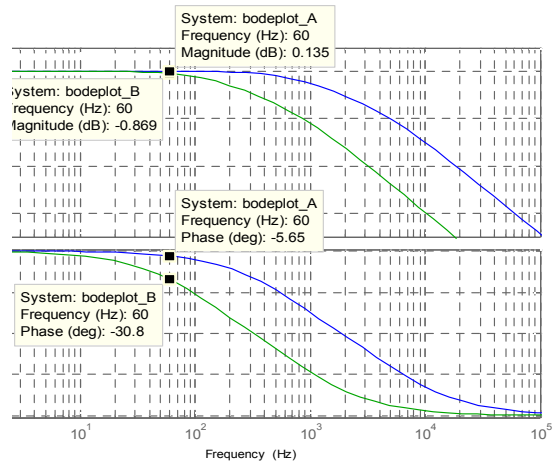


Fig. 5. Bode plot of overall dual loop controller (conditions in table 1).

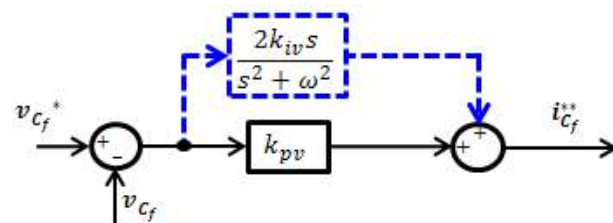


Fig. 6. Proportional-Resonant controller in voltage control system

감소된다. 표1의 (A)와 같이 스위칭 주파수를 높여 설계한다 해도 위상지연이 발생하게 됨으로써 정상상태를 수렴하기 어렵다. 이러한 한계 때문에 단상 인버터의 전압 제어를 위하여 이중루프 제어를 사용하는 경우 동기좌표계를 이용하여 제어하여 전압 제어기의 대역폭을 낮추어 제어하거나 정지좌표계에서 비례공진 제어를 사용하는 것이 일반적이다.

### 2.1.2 비례-공진 제어기 - 전압 제어

그림 6은 비례-공진 제어기의 블록 도를 나타낸 것이고, 그림 7은 공진 제어기의 주파수 특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 공진 제어기는 공진 주파수 대역에서 이득은 무한대가 된다. 캐패시터 전류

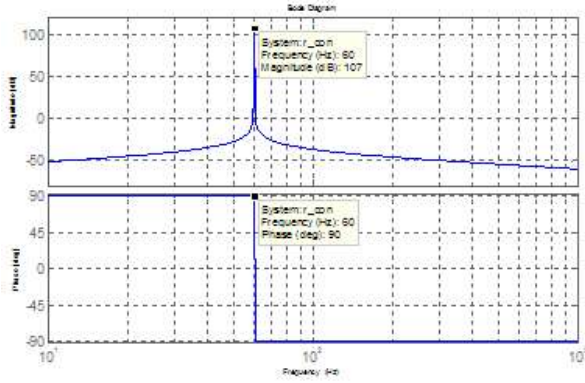


Fig. 7. Bode plot of resonant controller.

또한 아래 식 3에서 나타내듯이 캐패시터 전압의 위상보다  $90^\circ$  앞서있다.

공진제어기의 공진 주파수를 지령전압과 같은 주파수로 설계한다면, 전압 오차에 따라 루프 이득이 무한대를 가지고 캐패시터 지령 전류를 출력하게 된다. 정상상태 오차가 0에 가까워진다 해도 무한대의 이득으로 캐패시터 지령 전류를 유지하여 정상상태를 유지하도록 제어한다. 이는 공진제어기가 동기좌표계에서 적분제어기의 전달함수를 좌표변환을 통해 정지좌표계로 나타낸 것과 동일한 효과를 가지기 때문이다<sup>[11]</sup>.

이처럼 비례-공진 제어기는 정지좌표계에서 비례-적분 제어 시에 나타나는 위상지연 문제를 해결할 수 있다.

### 2.1.3 비례-공진 제어기 - 전류 제어

전류제어기에서 제어하는 인덕터 전류 또한 일정 주파수를 가지고 있기 때문에 비례-공진 제어기를 사용하기 적합하다. 그러나 부하가 비선형 성을 가지는 경우 인덕터 지령전류는 전원 주파수의 고조파 성분이 포함되게 된다. 이를 보상하지 못할 경우 전압의 왜곡을 유발하게 된다. 그렇기 때문에 기본파의 차수별로 별도의 공진 제어기가 병렬로 설계되어야 한다<sup>[11]</sup>.

## 2.2 제안하는 정지좌표계상의 제어 방법

ESS의 계통연계형 인버터가 전압형 인버터로 동작되는 경우는 계통 이상 발생 시 단독운전을 실시하는 경우로 제한한다. 그렇기 때문에 계통연계형 인버터의 전압제어는 비상 시 신속히 대처가 가능하도록 보다 높은 과도상태 특성과 속응성을 필요로 하게 된다. 본 논문에서는 높은 과도상태 특성과 속응성을 가지고, 정지좌표계에서 비례-공진 제어기와 같은 성능 가지면서 하나의 제어기로 기본파뿐만 아니라 고조파 보상 또한 가능한 제어기를 제안하고자 한다.

### 2.2.1 제안하는 제어기 설계

제안하는 제어방법은 그림 5에 나타낸 것처럼 출력

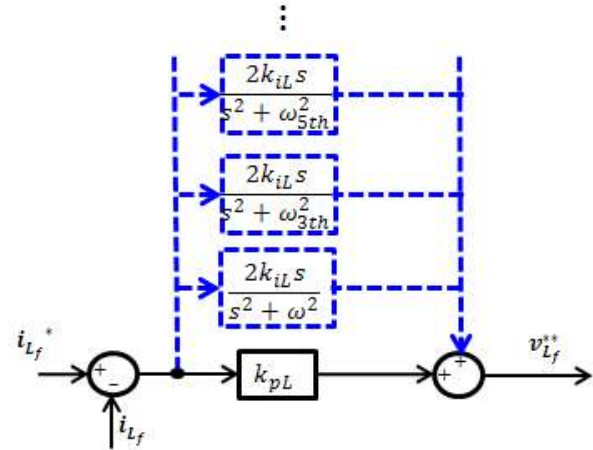


Fig. 8. Proportional-Resonant controller in current control system.

전압-인덕터 전류 이중루프 제어기에 전향 보상 항을 더하여 부하에 따른 과전류를 방지하고, 교류 지령전압을 위상지연 없이 출력전압이 추종하도록 설계된 제어기이다. 또한 본 논문에서는 PI제어기가 아닌 P제어기를 사용한다. 일반적으로 동기좌표계 제어 시에는 직류 전압, 전류 제어에 유리한 PI제어기를 사용하여 P제어기는 순시 오차를 보상, I제어기는 제어출력 유지하도록 설계한다. 그러나 정지좌표계에서는 직류성분 없이 교류 전압, 전류만을 제어하기 때문에 I제어기의 성능을 기대할 수 없다. 제안하는 제어방법은 I제어기 대신 전향 보상을 사용하여 안정적으로 제어출력을 유지시키고, P제어기를 사용하여 순시 오차만을 보상하도록 설계하였다.

본 제어기의 설계형태를 전압 제어기와 전류제어기로 구분하여 나타내었다. 전압 제어기 방정식은 아래와 같다.

$$i_{C_f}^{**} = k_{pv}(v_{C_f}^* - v_{C_f}) + i_{C_f}^*, \quad (3)$$

여기서

$$i_{C_f}^* = C_f \frac{dv_{C_f}^*}{dt} \quad (4)$$

이다. 식 (3)과 식 (4)에서 출력 캐패시터 전압 명령은  $v_{C_f}^*$  이고, 전압제어기 P이득은  $k_{pv}$  이고, 출력 캐패시터 전압은  $v_{C_f}$  이다. 캐패시터 전류의 전향 보상항인  $i_{C_f}^*$  는 전압 명령을 미분하여 결정된다. 식 (3)의 최종 캐패시터 전류 명령은 캐패시터 전압 명령과 실제 캐패시터 전압의 오차를 비례 적분 제어한 값에 캐패시터 전류 전향 보상 항  $i_{C_f}^*$  가 합산되어 전압제어기 출력인 캐패시터 전류 명령  $i_{C_f}^{**}$  가 결정된다. 만약 실제 캐패시터 전류가 전류 명령을 잘 추종한다고 가정하면

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} \approx i_{C_f}^{**} \quad (5)$$

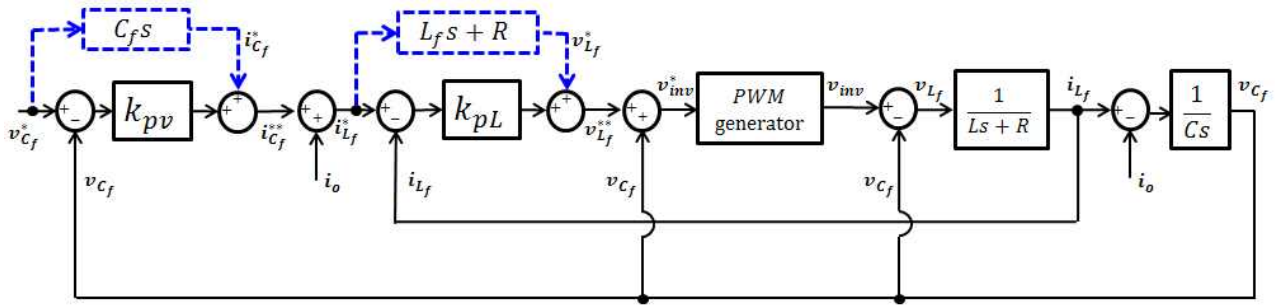


Fig. 9. Block diagram of proposed dual loop controller.

식(4)와 식(5)를 식(3)에 대입하여 캐패시터 전압 오차의 동특성을 도출하면

$$C_f \frac{d(v_{C_f}^* - v_{C_f})}{dt} = -k_{pv} (v_{C_f}^* - v_{C_f}) \quad (6)$$

이다. 식 (5)에서 알 수 있는 바와 같이 캐패시터 전압 명령과 캐패시터 전압의 오차는 점차 0으로 수렴함을 알 수 있다.

한편 전류제어기의 경우 캐패시터 전류 명령으로부터 부하 전류를 합산하여 인덕터의 전류 명령이 도출된다.

$$i_{L_f}^* = i_o + i_{C_f}^{**} \quad (7)$$

식 (7)에서  $i_{L_f}^*$ 은 인덕터 전류 명령,  $i_o$ 는 부하 전류를 의미한다. 제안하는 인덕터 전류 제어기의 경우도 앞에서 살펴본 캐패시터 전압 제어기와 유사하게 인덕터 전류 제어기도 식 (8)과 같이 전류 명령의 전향 보상항을 가진다.

$$v_{L_f}^{**} = k_{pL} (i_{L_f}^* - i_{L_f}) + v_{L_f}^* \quad (8)$$

여기서

$$v_{L_f}^* = L_f \frac{di_{L_f}^*}{dt} + i_{L_f}^* R \quad (9)$$

식 (8),(9)에서  $i_{L_f}$ 은 인덕터 전류 응답을,  $k_{pL}$ 은 전류 제어기 P이득을,  $v_{L_f}^{**}$ 는 전류제어기 출력으로 인덕터 전압 명령을,  $v_{L_f}^*$ 는 인덕터 전압 명령의 전향 보상 항을 나타낸다. 만약 인덕터의 전압 명령대로 인덕터의 전압이 만들어 진다면, 인덕터 전류의 동특성은 아래의 식 (10)과 같이 된다.

$$L_f \frac{d(i_{L_f}^* - i_{L_f})}{dt} + R(i_{L_f}^* - i_{L_f}) = -k_{pL} (i_{L_f}^* - i_{L_f}) \quad (10)$$

한편 인버터의 출력 전압 명령은 식 (2)로부터 아래의 식 (11)과 같이 계산된다.

$$v_{inv}^* = v_{C_f} + v_{L_f}^{**} \quad (11)$$

여기서  $v_{inv}^*$ 은 인버터 출력 전압 명령을 나타낸다. 한편 식 (9)에서 알 수 있는바와 같이 전류 제어기의 전향 보상 항은 인덕터 전류 명령을 미분하며, 인덕터 전류 명령은 식(7)과 같이 부하전류 성분이 존재하여 미분에 의한 부하전류 노이즈가 증폭될 수 있다. 노이즈 성분은 대체로 스위칭 주파수에 의한 노이즈이기 때문에 이를 방지하기 위하여 디지털 2차 저역 필터를 거쳐 전향 보상이 이루어진다.

$$\frac{v_{L_f}^*}{v_{L_f}^* - filter} = \frac{\omega_{fil}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_s + \omega_{fil}^2} \quad (12)$$

식 (12)은 디지털 2차 저역 필터의 전달함수이다. 대역폭은 3.5[kHz]로 선정하였고,  $\zeta$ 는 0.1로 선정하여 공진 주파수 대역의 Q-Factor를 15[dB]이하로 설정하였다. 이를 통하여 스위칭 주파수 대역에 노이즈를 차단한다.

$$k_{pv} = \omega_v C_f \quad (13)$$

$$k_{pL} = \omega_i L_f \quad (14)$$

식 (13)와 식 (14)는 각각 전압제어기와 전류 제어기 P제어 이득이다. 각 제어 플랜트의 용량 값과 선정된 대역폭에 의하여 이득이 선정된다.

### 2.2.2 제안하는 제어방법의 주파수 특성 곡선

본 절에서는 비례-적분, 비례-공진, 제안하는 제어방법의 인덕터 전류 지령 대 인덕터 전류의 전달함수를 구하고, 인덕터 전류 지령의 주파수마다 인덕터 전류의 위상 및 이득상태를 확인하여 제어기의 주파수 특성을 비교 확인한다. 식 (15)은 비례-적분 전류제어기의 전달함수를 나타낸다.

$$\frac{i_{L_f}}{i_{L_f}^*} = \frac{k_{pL} + \frac{k_{iL}}{s}}{Ls + R + k_{pL} + \frac{k_{iL}}{s}} \quad (15)$$



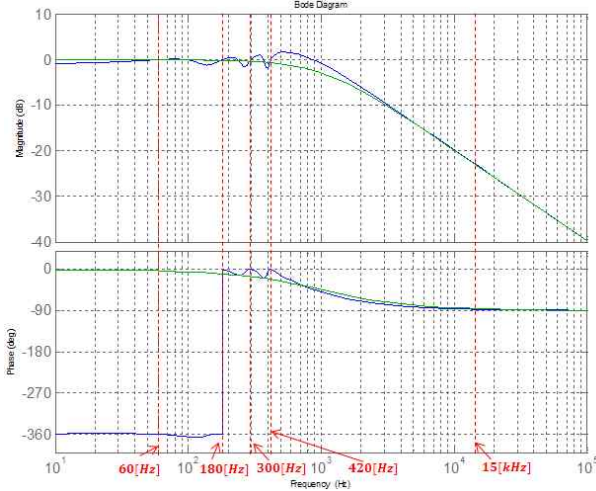


Fig. 10. Bode plot of PI controller(green) and PR controller(Blue).

TABLE II  
CONDITIONS FOR PROPOSED CONTROL METHOD

Condition		Value
Power		1[kW]
Switching Frequency		15[kHz]
Filter Inductor, ESR		1[mH], 0.8[Ω]
Filter Capacitor		75[μF]
Band Width	Voltage controller.	100[Hz]
	Current controller	1000[Hz]

식 (16)는 비례-공진 전류제어기의 기본과부터 고조파의 공진제어기 전달함수를 나타낸다.

$$G_r = \frac{2k_{iL}s}{s^2 + \omega^2}, G_{r3} = \frac{2k_{iL}s}{s^2 + \omega_{3th}^2}, G_{r5} = \frac{2k_{iL}s}{s^2 + \omega_{5th}^2} \dots \quad (16)$$

식(17)는 비례-공진 전류제어기의 전달함수를 나타낸다.

$$\frac{i_{L_f}}{i_{L_f}^*} = \frac{k_{pL} + (G_r + G_{r3} + G_{r5} + G_{r7})}{Ls + R + k_{pL} + (G_r + G_{r3} + G_{r5} + G_{r7})} \quad (17)$$

식 (18)은 제안하는 전류제어기의 전달함수를 나타낸다.

$$\frac{i_{L_f}}{i_{L_f}^*} = \frac{G_{L-filter}(L_f s + R) + k_{pL}}{L_f s + R + k_{pL}} = 1 \quad (18)$$

식 (18)에 나와 있는  $G_{L-filter}$  는 식 (12)의 저역통과 필터의 전달함수를 나타낸다. 표 2의 조건으로 비례 적분, 비례 공진 제어기 주파수 특성곡선을 확인해보면 그림 10과 같다. 비례-적분 제어기의 경우 60[Hz] 대역에선 이득이 1(0[dB])이고 위상은 0° 이다, 공진 주파수 대역에선 이득 감소 및 위상 지연이 발생함을 알 수 있다. 그에 비해 비례-공진 제어기의 경우 60[Hz]대역뿐만 아

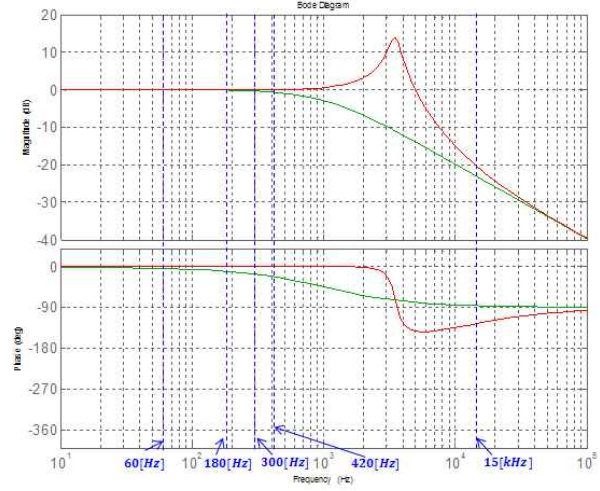


Fig. 11. Bode plot of PI Controller(green) and proposed controller(Red).

나라 공진 주파수대역에서 이득이 1(0[dB])이고 위상은 0° 임을 알 수 있다. 그림 11은 비례-적분 제어기와 제안하는 제어기의 주파수 특성 곡선을 나타낸다. 제안하는 제어기의 경우 식 19에서도 알 수 있듯이 저역 통과 필터  $G_{L-filter}$  의 대역폭보다 낮은 주파수 대역에선 모두 1(0[dB])이고 위상은 0° 이다. 이에 따라 별도의 제어기 추가 없이 고조파 보상이 가능하게 된다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험 결과

#### 3.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안된 인버터의 출력전압-인덕터전류 이중루프제어방법의 효용성을 입증하기 위해 표2와 같은 조건으로 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 PSIM을 사용하였다. 부하 조건은 저항 부하와 비선형 부하로 시뮬레이션을 진행 하였다. 저항 부하 조건에서 그림 12은 비례-공진 제어기 사용, 그림 13는 제안하는 제어기 사용 시 시뮬레이션 파형이다. PR제어기 사용하게 되면 공진제어기로 인하여 위상 지연 없이 정상상태 수렴이 가능하나, 제어 초기 상태에서 과도현상이 발생한다. 한편 제안된 제어기가 적용된 경우 캐패시터 전류 전향 보상 항과 인덕터 전압 전향 보상 항으로 인하여 과도상태 없이 정상상태를 수렴하게 된다. 비선형 부하 조건에서 그림 14은 비례-공진 제어기 사용, 그림 15는 고조파 대역의 공진제어기까지 추가된 비례 공진 제어기 사용 시 시뮬레이션 파형이다. 비선형 부하는 다이오드 정류기 형태로 구성하였다. 비선형 부하에 전력공급 시에는 최대전압 부 근에서 다이오드가 도통되면서 부하 측으로 순간적인 과전류가 흐르게 되어 그림 14과 같이 전압의 왜곡을 유발시킨다. 비례 공진 제어기에서 각 고조파의 주파수 대역의 공진 제어기가 추가한다면

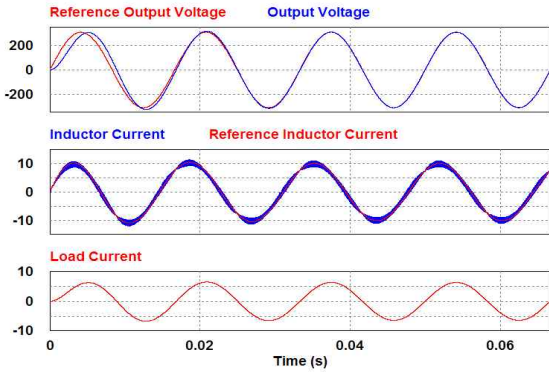


Fig. 12. Simulation waveform on resistor load using PR Controller.

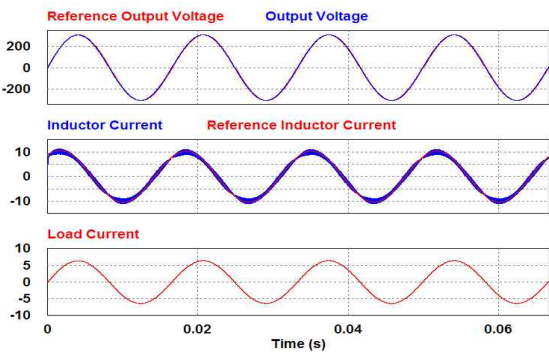


Fig. 13. Simulation waveform on resistor load using proposed Controller.

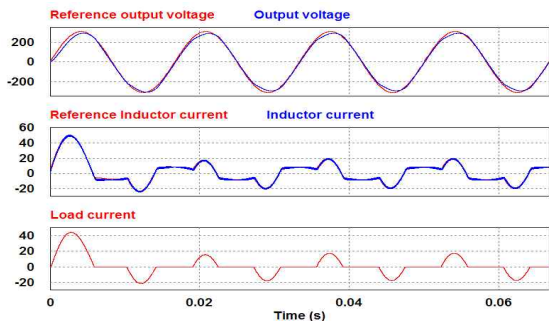


Fig. 14. Simulation waveform on nonlinear load using PR Controller.

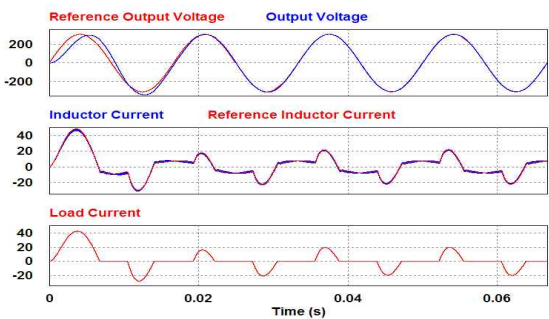


Fig. 15. Simulation waveform on nonlinear load using PR Controller(added Resonant controller of harmonic frequency band).

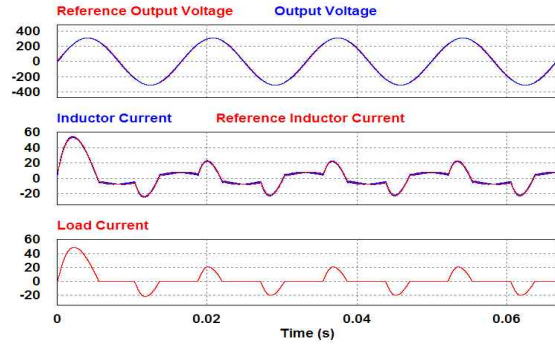
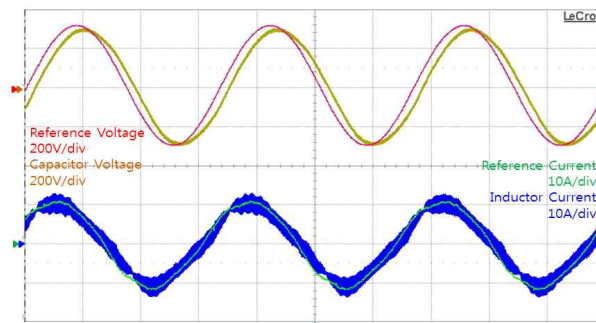
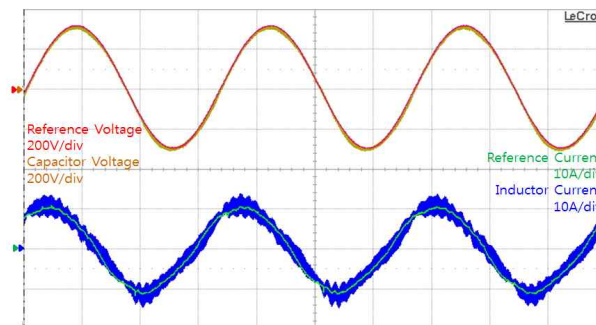


Fig. 16. Simulation waveform on nonlinear load using proposed Controller.



(a)Conventional method



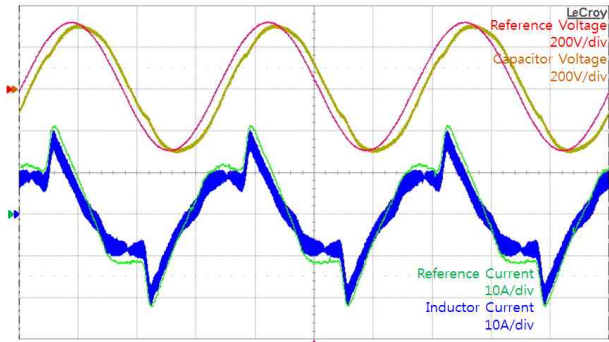
(b)Proposed method

Fig. 17. Experimental waveforms on resistor load.

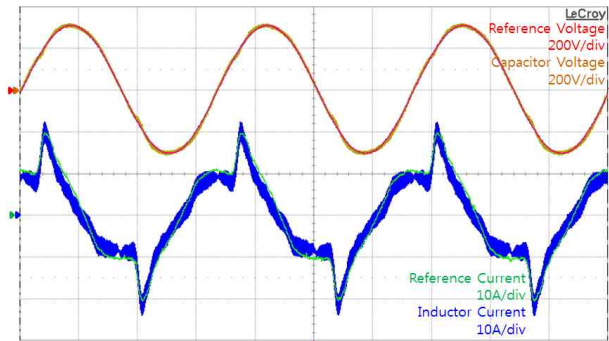
그림 14과 같이 전압의 왜곡 없이 제어가 가능하다. 반면 그림 16와같이 제안하는 제어를 적용할 경우 인덕터 전압 전향 보상 항은 기본 주파수뿐만 아니라 고조파 성분 또한 보상이 가능하기 때문에 그림 15와 같이 전압 왜곡 없이 제어가 가능한 것을 확인하였다.

### 3.2 실험 결과

본 논문에서 제안한 제어방법의 실제 적용가능성을 판단하기 위하여 시뮬레이션과 같은 조건으로 실험을 진행하였다. 그림 17(a)는 저항 부하 조건에서 전향 보상 항 없이 제어한 전압 및 전류제어 응답 특성을 나타내고, 그림 17(b)는 전향 보상 항을 추가한 전압 및 전류 제어 응답 특성을 나타낸다. 그림 17(a)의 전향 보상 없이 제어할 경우 낮은 전압제어기 대역폭에 의해



(a) Conventional method



(b) Proposed method

Fig. 18. Experimental waveforms on nonlinear load.

위상지연이 발생하게 되지만 그림 17(b)의 제안된 전압 제어기의 경우 전향 보상 항이 활성화 되면서 위상지연이 사라지게 되었다. 전류제어기의 경우 상용주파수 (60[Hz])의 10배 이상으로 대역폭이 선정되었기 때문에 그림 17에서 보듯이 급격한 전류변동이 일어나지 않는 이상 전향보상 없이도 전류제어가 가능하다.

그러나 비선형 부하에서는 그림 18(a)에서처럼 다이오드 도통 구간에 급격한 전류 변동으로 인한 전압 일그러짐과 낮은 대역폭으로 인한 전압 위상지연 현상이 발생하게 된다. 하지만 제안한 방식으로 사용하면 전향 보상 항으로 인하여 그림 18(b)와 같이 위상지연뿐만 아니라 전압 왜곡 현상이 크게 감소된다. 이런 전압 왜곡 현상은 그림 18(a)와 같이 급격히 변동하는 전류 지령을 인덕터 전류가 추종하지 못하여 생기는 오차만큼 발생하게 된다. 이런 문제점을 지령전류의 변화율로부터 계산된 인덕터 전압을 전향 보상하여 인덕터 전류가 지령전류를 신속히 추종하며, 이에 따라 전압 왜곡이 크게 감소한다.

그러나 제안하는 제어 방법의 경우 파라미터 값을 이용하여 전향 보상 해주기 때문에 실제 파라미터 값과 제어에 사용한 파라미터 값의 오차가 10%이상 차이가 날 경우 출력 전압 및 인덕터 전류의 정상상태 오차를 유발하는 것을 실험을 통해 확인하였다. 그렇기 때문에 본 제어기를 설계 시 정확한 파라미터 값을 요구한다.

## 4. 결론

본 논문에서는 높은 과도상태 특성과 빠른 응답성을 가지고, 정지좌표계에서 비례-공진 제어기와 같은 성능을 가지면서 하나의 제어기로 기본과 뿐 아니라 고조파 보상 또한 가능한 제어기를 제안하였다. 정지좌표계에서 제어는 간단하다는 장점을 가지면서 전압제어기의 낮은 대역폭으로 인한 전압 위상지연, 비선형 부하에선 급격히 변동 되는 부하전류로 인한 전압 왜곡이 발생하는 단점을 가지고 있다. 이런 단점을 보완하고자 전압 지령을 미분한 캐패시터 전류와 전류 지령을 미분한 인덕터 전압을 각각 전류제어기 지령과 전압 지령에 전향 보상하여 제어기의 부담을 줄이고 과도상태 시 빠른 응답특성과 정상상태일 때 위상지연 없는 제어방법을 제안하였다. 이를 증명하고자 지령 - 출력 전압 주파수 특성 분석을 실시하여 위상지연이 방지됨을 확인하였고, 실질적인 성능을 확인하고자 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 그 결과 본 논문에서 제안한 제어방법의 성능과 효과를 입증 하였다.

본 논문은 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구한 기초연구과제 성과입니다. (2013R1A1A4A01011487)

본 논문은 2011년도 산업통상자원부 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 에너지인력양성사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (NO20134030200310)

## References

- [1] Y. Zhilei, X. Xiao, and Y. Yangguang, "Seamless transfer of single-phase grid-interactive inverters between grid-connected and stand-alone modes," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 25, No. 6, pp. 1597-1603, June 2010.
- [2] J. I. Kim, S. H. Lee, and J. H. Choi, "Output LC filter design for UPS inverter considering the response of system," *Trans. of KIEE*, Vol. 50B, No. 7, pp. 522-527, July 2001.
- [3] H. S. An, W. J. Lee, B. H. Mun, I. K. Park, S. Y. Jung, Y. R. Kim, and H. J. Cha "Experiment of single-phase grid connected battery charger," *Trans. of KIPE*, Vol. 18, No. 1, pp. 84-90, Feb. 2013.
- [4] P. C. Loh and D. N. Zmood "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three phase UPS systems," *IEEE Trans. on Power Electronic*, Vol. 18, No. 5, pp. 1176-1185, Sep. 2003.
- [5] X. Guo, Q. Zhao, and W. Wu "A single phase grid



connected inverter system with zero steady state error," *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC*, pp. 1-5, Aug. 2006.

- [6] S. Xu, J. wang, and J. Xu "A current decoupling parallel control strategy of single phase inverter with voltage and current dual closed loop feedback," *IEEE Trans. on Industrial Electronic.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1306-1313, Apr. 2013.
- [7] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single phase UPS inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications.*, Vol. 33, No. 2, pp. 493-501, Apr. 1997.
- [8] H. J. Cha, T. K. Vu, and J. E. Kim "Design and control of proportional resonant controller based photovoltaic power conditioning system," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.*, ECCE, pp. 2198-2205, Sep. 2009.
- [9] Y. Zhilei and X. Lan "Control of single phase grid connected inverter with nonlinear loads," *IEEE Trans. on Industrial Electronic.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1384-1389, Apr. 2013.
- [10] B. W. An, C. P. Hong, H. W. Kim, K. Y. Cho, and B. K. Lim "A study on LLCL filter to reduce harmonic current of grid connected power inverter," *Trans. of KIPE*, Vol. 19, No. 1, pp. 64-70, Feb. 2014.
- [11] J. H. Park, T. H. Jo, H. G. Kim, T. W. Chun, E. C. Nho, and H. N. Cha "Comparison of current controllers of grid-connected PCS for distributed resources," *Trans. of KIPE*, Vol. 17, No. 3, pp. 274-280, June 2012.



### **홍창표(洪昌標)**

1988년 7월 19일생. 2014년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2013년~현재 한국교통대학교원 제어계측공학과 석사과정.



### **김학원(金學源)**

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



### **조관열(趙官烈)**

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



### **임병국(林炳國)**

1951년 1월 17일생. 1978년 숭실대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1972년~1977년 현 지식경제부 기술공무원. 1978년~1987년 수원공업전문대학 조교수. 1987년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수.