

분산전원용 계통연계형 PCS의 전류제어기 비교

박종형¹ 조택현² 김흥근[†], 전태원³ 노의철⁴ 차헌녕⁵

Comparison of Current Controllers of Grid-connected PCS for Distributed Resources

Jong Hyoung Park¹, Teak Hyun Jo², Heung-Geun Kim[†], Tae-Won Chun³, Eui-Cheol Nho⁴, Honnyung Cha⁵

Abstract - In this paper, three current controllers for a grid-connected PCS using an LCL filter are compared and analyzed. Current controllers discussed in this paper are linear controllers such as PI (proportional-integral), PR (proportional-resonant), and DB (deadbeat) controller. Both transient and steady state responses of each controller are compared through both simulation and experiment. Although the DB controller has the fastest transient response and the lowest THD in the steady state, the DB controller has two cycles delay of current response in the steady state and has the stability problem which can be occurred due to variation of the system parameters. On the one hand the responses of PR controller are not much different from that of DB controller but the other hand that are not only strong to noise of grid current but also have smaller THD than PI controller. Considering the response time and stability issue of three controllers, the PR controller has the best performance among three controllers and thus can be strongly recommended as a current controller for a grid-connected PCS.

Keywords: deadbeat controller, distributed resources, grid-connected PCS, LCL filter, proportional-integral controller, proportional-resonant controller, stability

1. 서 론

일반적으로 태양광 발전시스템은 직류/직류 컨버터(부스트 컨버터)와 직류/교류 컨버터(PWM 인버터)의 2단 전력변환 구조를 사용하고 직류/직류 컨버터에서는 입력 측 보호와 최대전력점추적(Maximum Power Point Tracking, MPPT)제어를, 직류/교류 인버터에서는 계통 동기화와 유/무효전력제어, 직류링크 전압제어 및 단독 운전 검출을 수행하는 연구가 진행되어왔다^[1].

최근 태양광 발전시스템의 대용량화에 따라 2단 전력변환 구조는 손실이 크기 때문에 이러한 손실을 줄이기 위해 그림 1과 같은 일단 직류/교류 변환구조가 제안되었다^[2]. 이 경우 컨버터에 의해 수행되던 MPPT 제어를 인버터가 수행하게 되는데 이에 따라 태양광 어레이의

출력인 직류링크 전압이 변하게 되어 내부 제어기인 전류제어기의 지령 변화폭을 크게 하므로 전류제어에 있어 안정적이고 빠른 응답을 요구하게 된다. 따라서 직류링크 전압을 이용하여 MPP를 추적하는 알고리즘에서는 전류제어기의 응답특성과 안정성이 매우 중요하다.

전류제어기로는 일반적으로 비례-적분 제어기를 사용한다. 비례-적분 제어기는 교류 신호의 경우 정상상태 오차가 발생하기 때문에 좌표변환을 통해 직류신호로 변환하여 사용한다. 복잡한 좌표 변환은 저가의 DSP를 사용할 경우 연산시간의 제약을 받을 수밖에 없다. 이러한 단점을 개선하기 위해서 정지좌표계상에서 비례-공진 제어기를 사용하거나^[3] 전류 예측기법을 이용한 데드비트 제어기를^[4] 사용하는 방법 등이 제안되었다.

본 논문에서는 대표적으로 소개된 선형제어기인 비례-적분, 비례-공진, 데드비트 제어기를 대상으로 각각의 제어기 해석과 설계 방법에 관하여 논의하고 제어기의 과도상태에서의 응답속도와 오버슈트, 정상상태에서의 충고조파 왜율과 정상상태 오차를 서로 비교하였다. 특히, 정상분 전류 보상을 위한 동기좌표계 비례-적분 제어기와 역상분 전류 보상을 위한 동기좌표계 비례-적분 제어기의 통합 기능을 정지좌표계 비례-공진 제어기로 구현할 수 있음을 보였으며 데드비트 제어기의 근계적을 이용한 강인한 제어기 설계에 관하여 논의하였고 모의실험과 실험을 통하여 검증하였다.

Paper number: TKPE-2012-17-3-12 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: kimhg@knu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Kyungpook Nat'l Univ.
Tel: +82-53-950-5605 Fax: +82-53-950-6600

^{1,5} Dept. of Electrical Engineering, Kyungpook Nat'l Univ.

² Energy Environment Research, Marine Research

Institute, Samsung Heavy Industries Co. LTD

³ Dept. of Electrical Engineering, University of Ulsan

⁴ Dept. of Electrical Engineering, PuKyong Nat'l Univ.

Manuscript received Oct. 13, 2011; accepted April 6, 2012

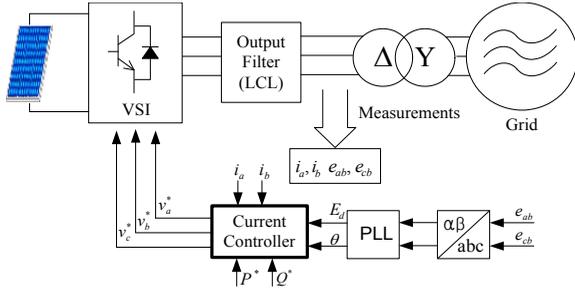


Fig. 1 Single stage PCS structure for PV power generation system

2. 전류제어기 특성 분석

비례-적분 제어기는 동기좌표계(dq)를 사용하고 비례-공진 제어기는 정지 좌표계(αβ)를, 테드비트 제어기는 3상 좌표계(abc)를 사용한다. 각각의 좌표계를 사용한 세 제어기의 전류제어 특성을 비교·분석하였다.

2.1 비례-적분 제어기

산업계에서 가장 대표적으로 사용되는 비례-적분 제어기는 지령과 출력의 오차에 대한 비례 값과 적분 값을 더해서 출력으로 내보내는 제어기이다. 제어 대상이 교류신호인 경우 정상상태 오차와 위상지연이 발생하기 때문에 abc-dq 좌표변환을 통해 직류화하여 제어하게 된다. 따라서, 동기좌표계를 이용한 전류제어를 위해 먼저 abc-dq 좌표변환이 선행되어야 하며, 이를 위한 위상고정루프(PLL)의 성능이 보장되어야 한다. 복잡한 좌표변환으로 인한 DSP의 연산 수행부담이 있고, 계통 불평형 등의 사고 시 정상상태오차가 영에 수렴하지 않는 단점이 있다^[2,5]. 그림 2는 동기좌표계 비례-적분 제어기를 사용한 전류제어기의 일반적인 구조이고, 그림 3은 비례-적분 제어기의 블록선도이다.

그림 2에서 유효전력 지령과 무효전력 지령이 주어지면 PLL에서 구한 전압의 크기와 위상 정보를 이용하여 d축 전류 지령과 q축 전류 지령을 계산할 수 있는데, 태양광 발전 시스템인 경우 유효전력 지령은 직류링크 전압제어기의 출력이 되고 무효전력 지령은 일반적으로 단위역률 운전을 위해 영이 된다.

다음 식 (1)은 이러한 비례-적분 제어기의 전달함수를 나타낸 것이다.

$$G_{PI} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1)$$

여기서, k_p 및 k_i 는 각각 비례 및 적분 이득이다. 제어주파수 내에서 LCL필터를 L필터로 모델링^[6]한 인버터의 3상 출력전압방정식은 식 (2)와 같다.

$$\mathbf{v}_{abc} = L \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \mathbf{R}\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{e}_{abc} \quad (2)$$

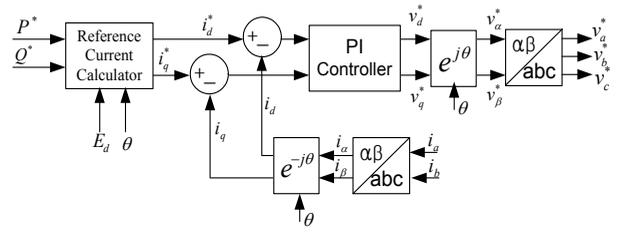


Fig. 2 General structure of a current controller using a synchronous frame PI controller

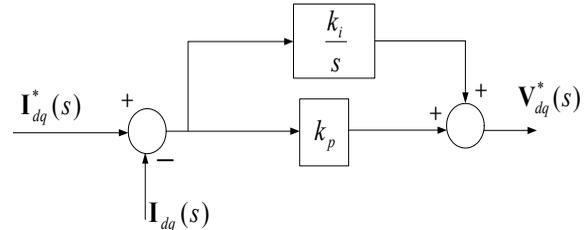


Fig. 3 Block diagram of proportional-integral controller

단, L 은 인버터측 인덕터와 계통측 인덕터의 합이며 R 은 인덕터의 저항성분이고 $\mathbf{v}_{abc} = [v_a, v_b, v_c]^T$, $\mathbf{i}_{abc} = [i_a, i_b, i_c]^T$, $\mathbf{e}_{abc} = [e_a, e_b, e_c]^T$ 이다.

비례-적분 제어기는 3상 좌표계에서 동기좌표계로의 좌표변환이 필요하므로, 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq} + L \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + L \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq} \quad (3)$$

식 (3)에서 d축 및 q축 전압 방정식으로 분리하면 식 (4), 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + e_d \quad (4)$$

$$v_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + e_q \quad (5)$$

여기서, 동기좌표계의 d축을 계통의 전압 벡터에 일치시키면 e_d 는 계통전압의 최대치 E 가 되고 $e_q = 0$ 이므로, 최종 식은 식 (6) 및 식 (7)과 같다.

$$v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + E \quad (6)$$

$$v_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d \quad (7)$$

여기서, $-\omega Li_q + E$ 와 ωLi_d 는 과도상태 시 외란에 의한 오버슈트를 줄이기 위한 전향보상 값이다.

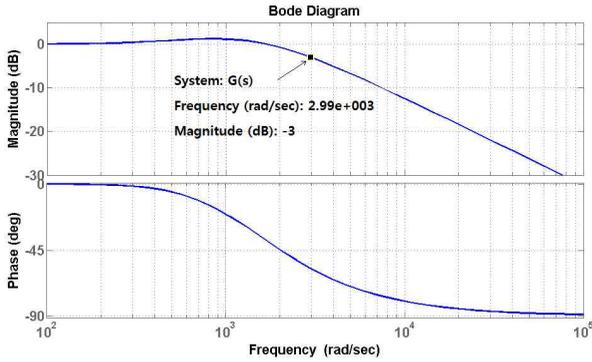


Fig. 4 Frequency response of PI controller

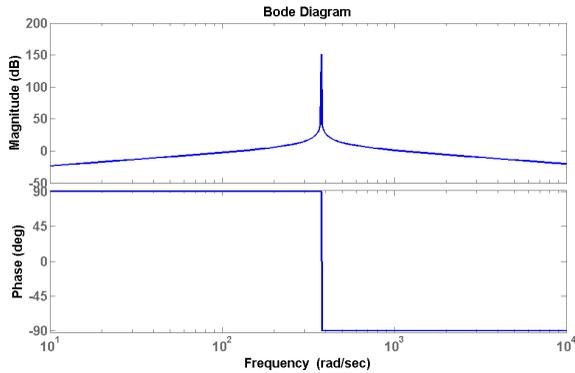


Fig. 5 Bode plot of resonant controller

비례-적분 전류제어기와 L필터를 포함한 지령전류대 전류응답 전달함수는 식 (8)과 같으며, 이를 보드선도로 나타내면 그림 4와 같다.

차단주파수가 3000 rad/s, 감쇄계수가 1이 되도록 전류제어기를 설계하면 $k_p = 1.57$, $k_i = 949.32$ 이다.

$$G(s) = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (k_p + R)s + k_i} \quad (8)$$

또한 비례-적분 제어기를 사용한 계통연계형 PWM 인버터의 페루프 직류이득은 1 이고, 직류 지령에 대해 정상상태 오차가 영이 된다.

2.2 비례-공진 제어기

공진 제어기는 그림 5에서 보는 바와 같이 공진주파수에서 개루프 이득이 무한대이며 위상지연이 없는 제어기를 말한다.

비례-공진 제어기는 교류신호의 정상상태 오차가 없으므로 삼각함수를 이용한 복잡한 좌표 변환 없이 정지좌표계상에서 제어가 가능하여 저가의 프로세서를 사용할 수 있고, 병렬의 공진 제어기로 고조파 보상이 가능한 장점이 있다. 또한, 센싱 오차나 사고 등에 의한 계통불평형 시 비례-적분 제어기 보다 강인하다^[3]. 특히, 일정 주파수 운전에 적합하기 때문에 주파수가 일정한

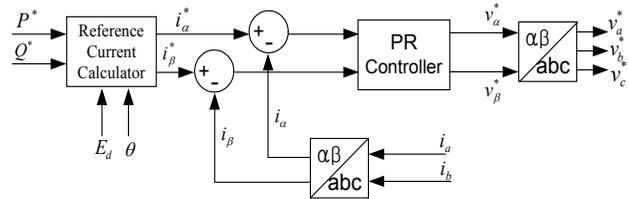


Fig. 6 General structure of a current controller using stationary frame PR controller

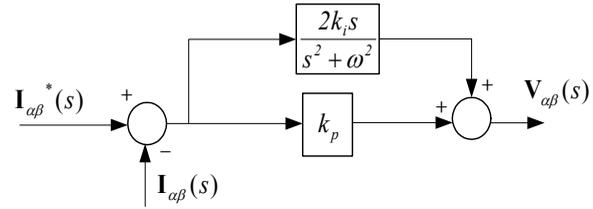


Fig. 7 Block diagram of PR current controller

계통연계형 인버터 시스템에 적용이 용이하다.

그림 6은 비례-공진 전류제어기를 나타낸 것이다. 비례-공진 제어기를 이용한 계통연계형 PWM 인버터시스템은 abc-dq 변환 없이 abc- $\alpha\beta$ 또는 3상좌표계에서 전류제어를 수행하며, 유효전력과 무효전력 지령치 그리고 계통전압의 크기와 위상을 이용하여 정지좌표계 전류 지령을 계산한다.

공진 제어기의 전달함수는 식 (9)와 같고^[3], 비례-공진 제어기는 이러한 공진제어기의 특성을 이용하여 정지좌표계 상에서 전류제어를 수행할 수 있는데 블록선도를 그림 7에 나타내었다.

$$G_R(s) = \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (9)$$

한편, 정상분 전류에 대한 동기좌표계 적분제어기의 전달함수를 정지좌표계로 나타내면 다음과 같다.^[3]

$$G_{\alpha\beta}^+(s) = \begin{bmatrix} \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} & \frac{2\omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{2\omega}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

같은 방법으로 역상분 전류 오차를 보상하기 위한 동기좌표계 적분제어기의 전달함수를 정지좌표계로 나타내면 다음 식과 같다.

$$G_{\alpha\beta}^-(s) = \begin{bmatrix} \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{2\omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{2\omega}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식(10), (11)을 비교해 보면 대각선에 위치한 항은 완

전히 같으며 비 대각선에 위치한 항은 크기는 같으며 부호만 반대이다. 부호가 반대인 것은 정상분 동기 좌표계와 역상분 동기좌표계가 속도는 같으며 방향이 서로 반대이기 때문이다.

식(10), (11)을 더하면 정상분과 역상분을 모두 보상할 수 있는 동기좌표계 적분제어기를 정지좌표계에 설치한 것과 같은 효과를 낼 수 있다.

식(12)는 정지좌표계상에서의 차단주파수가 ω 인 공진 제어기의 전달함수와 같음을 알 수 있고, 따라서 비례-공진제어기의 이득 값을 비례-적분 제어기의 설계 값과 같은 값으로 사용할 수 있음을 의미한다.

$$G_{\alpha\beta}(s) = G_{\alpha\beta}^+(s) + G_{\alpha\beta}^-(s) = \begin{bmatrix} \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

2.3 데드비트 제어기

데드비트 제어기는 디지털 제어기를 사용하여 제어하고자 하는 시스템의 전달함수에 맞춰 극점을 배치함으로써 시스템 전체의 전달함수가 Z-평면상에서 $G(z) = 1/z$ 가 되게 하는 제어기이다. 데드비트 제어기는 과도 응답이 빠르고 오버슈트가 작은 장점이 있는 반면에 시스템 전체의 응답이 DSP의 연산시간까지^[7] 고려하면 샘플링 주기의 2배에 해당하는 시 지연이 발생하기 때문에 FPGA 기반의 전류제어기 구현이 필요하며^[8], 출력필터의 파라미터 값에 민감한 단점이 있다.

그림 8은 3상 좌표계 상에서 데드비트 전류제어기를 사용한 계통연계형 PWM 인버터를 나타낸 것이다.

데드비트 제어기의 설계를 위해 제어하고자 하는 시스템의 전달함수를 구한다. 먼저 식 (2)에서 a상에 대한 인버터 시스템의 전압방정식 및 a상 전류식은 다음과 같다.

$$V_{as}(s) = RI_a(s) + LsI_a(s) + E_a(s) \quad (13)$$

$$I_a(s) = \frac{V_{as}(s) - E_a(s)}{Ls + R} \quad (14)$$

식 (14)의 a상 전류식에서 ZOH(zero-order-holer)를 포함하면 다음과 같다.

$$I(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \frac{V_{as}(s) - E_a(s)}{Ls + R} \right] \quad (15)$$

위의 식을 이용하여 전압에 대한 전류의 Z-변환 전달함수 $G_s(z)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$G_s(z) = \frac{I_a(z)}{V_{as}(z)} = \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-(R/L)T_s}}{z - e^{-(R/L)T_s}} \quad (16)$$

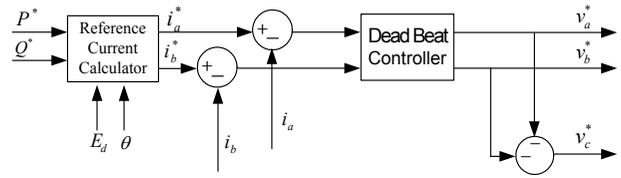


Fig. 8 General structure of a current controller using 3 phase frame deadbeat controller

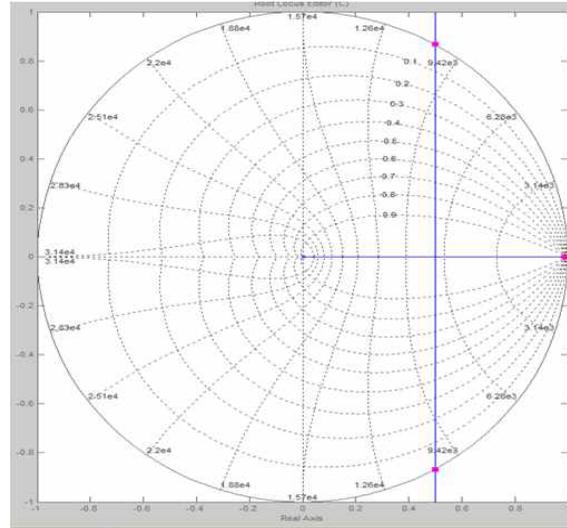


Fig. 9 Root locus of the closed-loop system using deadbeat controller

여기서, T_s 는 샘플링 주기를 나타낸다.

플랜트의 전달함수가 식 (16)과 같으므로 전체 시스템의 폐루프 전달함수가 $1/z$ 이 되기 위한 데드비트제어기의 전달함수는 식 (17)과 같다.

$$G_c(z) = \frac{R}{z-1} \frac{z - e^{-(R/L)T_s}}{1 - e^{-(R/L)T_s}} = \frac{1}{b} \frac{1 - az^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (17)$$

단, $a = e^{-(R/L)T_s}$, $b = \frac{1 - e^{-(R/L)T_s}}{R}$ 이다.

데드비트 제어기는 실제전류가 다음 스위칭 주기가 끝나는 시점에 지령전류를 추종하게 되므로 제어기에서 샘플링 주기에 해당하는 시 지연이 발생되는데 계통연계형 인버터 시스템의 계통전압이 60[Hz]일 때 샘플링시간이 100[μs]이면, 약 2.16° 만큼 위상지연이 발생하게 되고, 결과적으로 DSP 연산시간까지 고려하면 총 4.32° 만큼의 위상지연이 발생한다.

그림 9는 데드비트 제어기를 사용한 폐루프시스템의 근궤적이다. 극점이 단위원 경계에 존재하기 때문에 조급의 파라미터 변화에도 단위원을 벗어나 불안정 상태가 야기될 수도 있다. 본 논문에서는 이 문제를 해결하기 위하여 Matlab을 이용한 직접 설계 방식을 사용하였다. 식 (17)의 파라미터 값과 샘플링 주기는 알고 있는

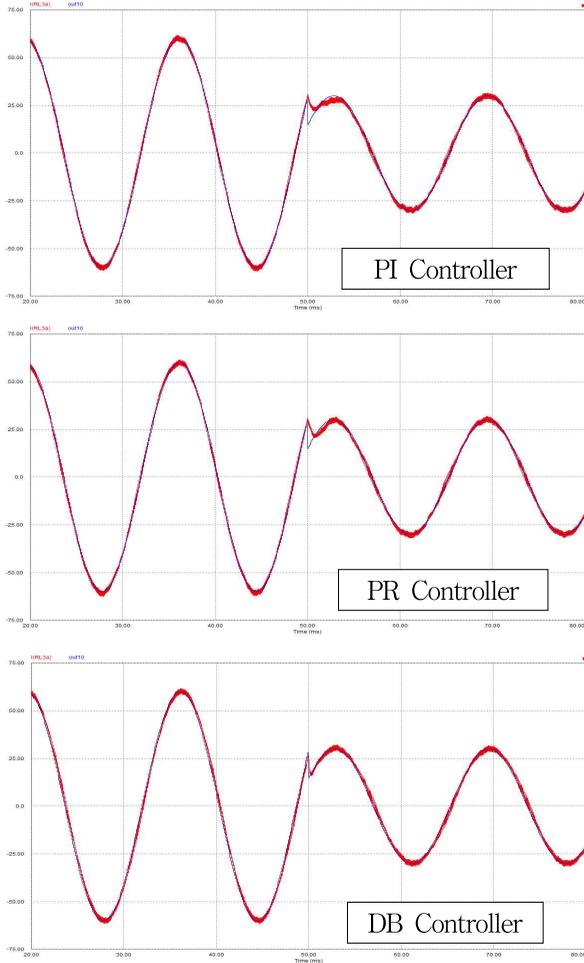


Fig. 10 Dynamics of each controllers (x: 10 ms/div., y: 25 A/div.)

Table 1 THD of each current controller

| | THD(%) |
|---------------|--------|
| PI Controller | 4.5 |
| PR Controller | 3.9 |
| DB Controller | 2.2 |

값이므로 a, b값을 구할 수 있다. 즉, 근 궤적을 그린 후 단위원에 위치한 극점을 원의 내부로 이동하여 0.5인 점에 위치시켜 안정성을 확보하였으며, 그때의 a, b 값은 Matlab을 통해 구한다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 PSIM을 이용하여 이루어졌으며 직류 전압원과 3상 인버터, LCL 필터, 제어부, PWM 발생부, 전압 전류 센싱부, 전류 실효치 계산부 그리고 총고조파 왜율 계산부로 구성하였다. 제어부는 C 코드로 작성하여 DLL 파일을 연계하였으며, DLL 파일에는 인버터의

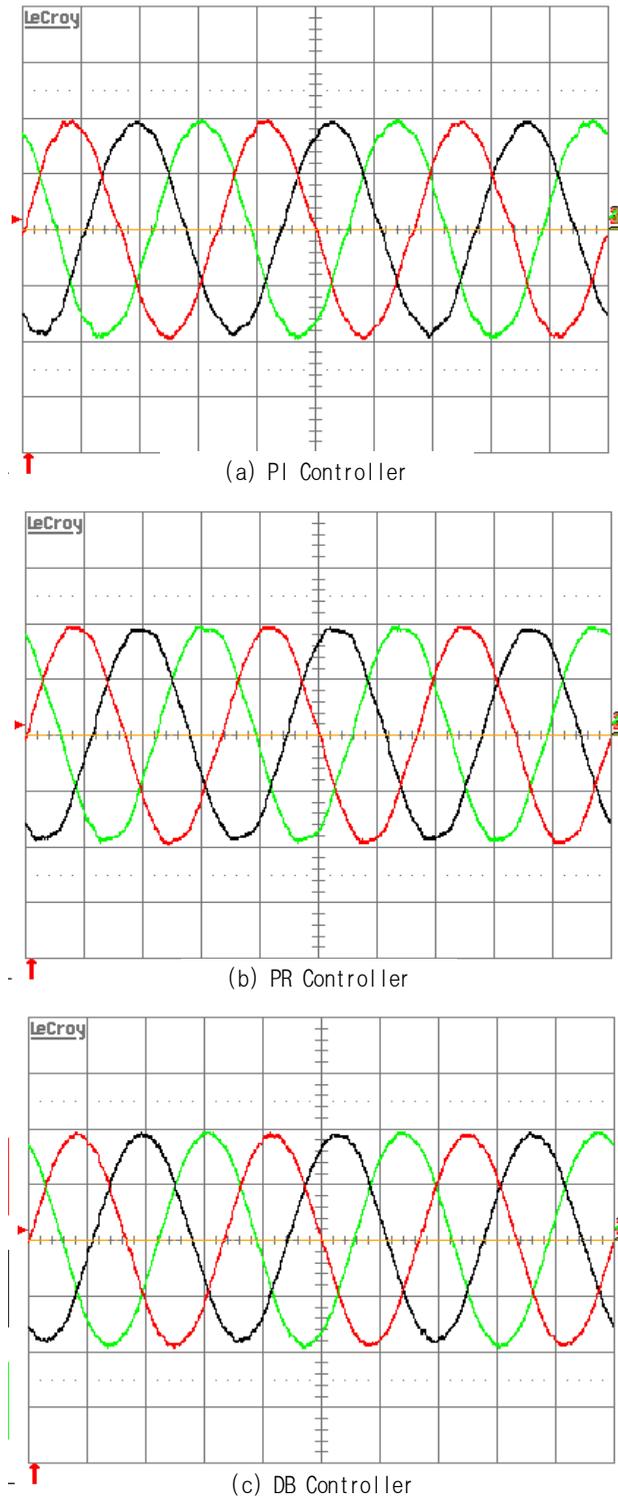
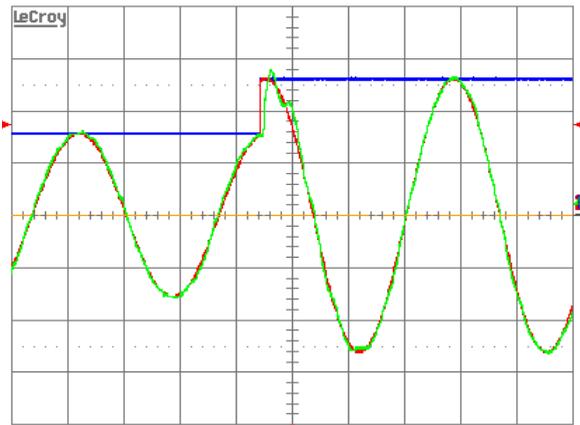
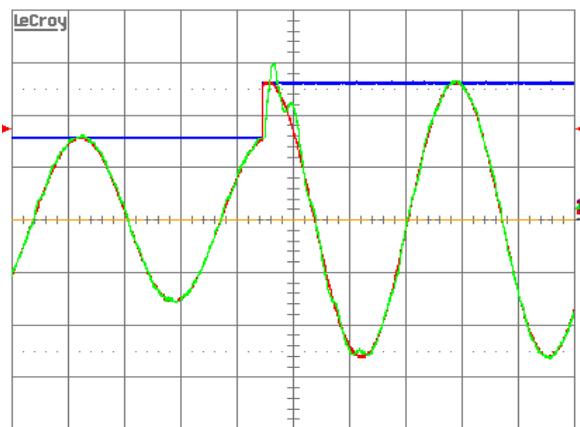


Fig. 11 Three phase output current of each current controller (x: 5 ms/div., y: 20 A/div.)

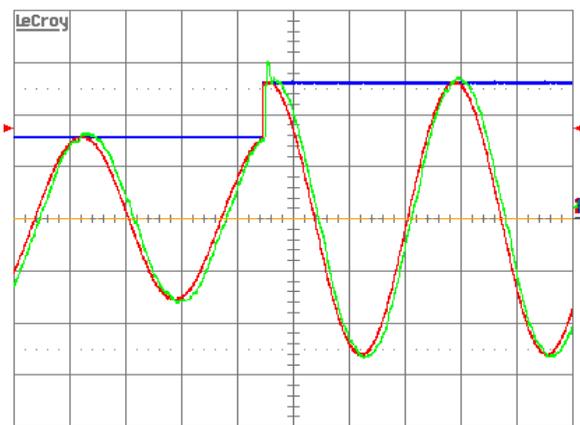
출력 전류를 제어하는 전류제어기 코드가 작성되어있다. 최대전력점 추적은 수행하지 않고 직류 링크단을 임의의 전압원으로 가정하여 전류제어기의 특성 비교를 위한 시뮬레이션을 수행하였다.



(a) PI Controller



(b) PR Controller



(c) DB Controller

Fig. 12 d, α -axis reference and α -axis output current of each current controller (x: 5 ms/div., y: 10 A/div.)

그림 10은 유효전력 지령치를 100%에서 50%로 감소시켰을 때의 전류응답이다. 비례-적분 제어기와 비례-공진 제어기의 응답은 큰 차이를 보이지 않는다. 데드비트 제어기의 경우 약간의 지연된 정상상태 응답을 보이지만 과도응답이 2주기 이내로 상당히 빠른 것을 알 수 있다.

3.2 실험 결과

계통연계 실험을 위한 구성은 시뮬레이션과 같다. 먼저 전류제어 특성을 확인하기 위하여 직류 링크단에 300 V 직류 전압원을 연결하였고 각 전류 제어기의 정상상태 파형과 과도상태 응답, 총고조파 왜율을 측정하였다. 직류 링크단의 전력은 3상 PWM 인버터와 LCL 필터를 거쳐 계통으로 주입된다. 위상고정루프를 위해 계통의 선간 전압을 측정하고, 전류 제어를 위해 계통 주입 전류를 측정한다. 그리고 직류 링크 전압 제어를 위해 직류 링크 전압을 측정한다.

메인 프로세서는 TI사의 TMS320F2812 DSP 프로세서를 사용하였다. 그림 11은 정격운전 시 정상상태 전류 파형으로서 전력분석기(PM3000A)를 이용하여 측정된 출력전류의 THD는 표 1과 같은데 데드비트 제어기를 사용한 경우가 가장 작으며 비례-적분 제어기의 경우가 가장 크다.

그림 12는 유효전력 지령치를 스텝으로 증가시켰을 때의 지령전류와 실제전류의 파형을 나타낸 것으로 비례-적분 제어기와 비례-공진 제어기의 응답특성은 비슷하며 데드비트 제어기의 응답특성이 가장 빠른 것을 볼 수 있다.

그러나 그림 12-(c)의 정상상태 전류 파형을 관찰해보면 데드비트 제어기의 경우 지령전류에 비해 실제전류가 지연되어 제어되는 것을 확인할 수 있다.

데드비트 제어기는 파라미터 변동에 민감하여 안정도 문제를 야기할 수도 있으므로 이를 극복하기 위해서 Matlab을 이용한 직접설계 방법으로 데드비트 제어기를 설계하여 시뮬레이션과 실험을 하였다.

4. 결론

본 논문에서는 대용량 태양광 발전을 위한 1단 전력 변환 구조의 계통연계형 PWM인버터에 적합한 전류제어기에 관한 연구를 수행하였다. 세 가지 종류의 전류제어기를 비교·해석하였고 각각의 제어기를 설계하여 시뮬레이션 및 실험을 통해 특성을 확인하였다.

전류제어기의 비교실험결과 데드비트 제어기가 과도상태 응답이 가장 우수하고 낮은 총고조파 왜율을 나타냈다. 그러나 데드비트 제어기는 출력 필터의 파라미터 변동에 민감하고, 계통 연계점의 상황에 따라 인버터 측에서 바라보는 부하를 예측할 수 없기 때문에 계통연계형 인버터에는 사용하기가 곤란하다.

또한, 그림 12-(c) 에서와 같이 데드비트 제어기는 정상상태 응답이 샘플링 주기의 2배 만큼 지연되므로 단위 역률 제어가 되지 않는 단점이 있다.

비례-적분 제어기와 비례-공진 제어기의 과도응답 특성은 비슷하지만 정상상태 계통 주입 전류의 THD는 비례-공진 제어기를 사용한 경우가 더 작다. 그리고 비례-공진 제어기는 정지좌표계에 설치되므로 좌표변환이 필

요 없어 저가의 DSP를 사용할 수 있을 뿐만 아니라 계통 불평형시 역상분 전류도 보상할 수 있다. 또한 전류의 THD가 작으므로 단독 운전 검출을 위해 널리 사용되는 위상 변위법에서 데드타임의 자유도가 큰 장점이 있어 계통연계형 PWM인버터의 전류 제어기로 비례-공진 제어가 가장 적합하다고 판단된다.

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20091010400031)

참 고 문 헌

- [1] Hyun-Woo Seo, Jung-Min Kwon, Bong-Hwan Kwon, "Transformerless Three-Phase Line-connected Photovoltaic PCS," *KIPE Trans.*, Vol. 12, no. 5, pp. 355-363, Oct. 2007
- [2] Wu Libo, Zhao Zhengming, "A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 22, No. 4, pp. 881-886, Dec. 2007.
- [3] Teodorescu, R. "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," in *IEE proceedings of Electric Power Applications*, Vol. 153, No. 5, pp. 750-762, Sep. 2006.
- [4] Espi Huerta, J.M "A synchronous Reference Frame Robust predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 3, pp. 954-962, Mar. 2010.
- [5] Adrian Timbus, Frede Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, No. 3, pp. 654-664, Mar. 2009.
- [6] Dannehl J, Friedrich Wilhelm Fuchs, "Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected, Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters," *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 46, No. 4, pp. 1509-1517, Jul./Aug. 2010.
- [7] Osman Kukrer, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 260-269, Mar. 1996.
- [8] Eun-Soo Jung, Hak-Jun Lee, Seung-Ki Sul, "Implementation of a Fast Current Controller using FPGA," *KIPE Trans.*, Vol. 12, No. 4, pp. 339-345, Aug. 2007.



박종형(朴鍾炯)

1979년 4월 3일생. 2006년 영남대 전기공학과 졸업. 2008년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년 동 대학원 전자전기컴퓨터학부 박사과정.



조택현(趙澤鉉)

1983년 10월 25일생. 2008년 2월 경북대 전기전자공학부 졸업. 2009년 2월 경북대 전기공학부 졸업(석사). 2009년 1월~현재 삼성중공업 의장시스템연구 센터 연구원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문연구교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문연구교수. 현재 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2005년~2006년 버지니아공대 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 당 학회 부회장.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문연구교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문연구교수. 1995년~현재 부경대 전기제어공학부 교수. 당 학회 편집위원장.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2004년~2005년 한국전기연구원 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 현재 경북대 에너지공학부 전임강사. 당 학회 편집위원.