

3상 2레벨 계통연계형 태양광 인버터의 강인제어

안경필¹, 이영일[†]

Robust Control of a Grid Connected Three-Phase Two-Level Photovoltaic Inverter

Kyung-Pil Ahn¹ and YoungIl Lee[†]

Abstract

This study provides a robust control of a grid-connected three-phase two-level photo voltaic inverter. The introduced control method uses the cascade control strategy to regulate AC-side current and DC-link voltage. A robust controller with integration action is used for the inner-loop AC-side current control, which maximizes the convergence rate using a linear matrix inequality-based optimization design method and eliminates the offset error. The robust controller design method considers the parameter uncertainty set to accommodate parameter mismatch and un-modeled components in the inverter model. An outer-loop proportional-integral controller is used to regulate DC-link voltage with linearization of DC/AC relation. The proposed control strategy is applied to a grid-connected 100 kW photo voltaic inverter.

Key words: Photovoltaic inverter, Grid connected inverter, Robust control, Linear matrix inequality(LMI)

1. 서 론

세계적으로 지속 가능한 에너지 문제가 대두됨에 따라 최근 몇 년에 걸쳐 신재생 에너지에 대한 관심은 더욱 높아지고 있으며, 이에 따라 신재생 에너지를 변환하는 장치로 PWM 인버터가 널리 사용되고 있다. 이 중 태양광 인버터에 사용되는 PWM 인버터는 크게 계통연계형 인버터와 독립 운전형 인버터로 나눌 수가 있는데 계통 인프라가 미흡한 지역을 제외하고는 대부분 계통연계형 인버터가 계통 인프라와의 협조 하에 각 지역의 분산 발전원으로써 역할을 하고 있다^[1].

이러한 계통연계형 인버터의 목적은 신재생 에너지 원으로부터 최대한의 에너지를 계통으로 주입하는데 있으며 이를 위해 계통의 전압과 동상으로 전류를 계통으로 주입하는 전류 제어 기술, 입력 측 전력을 출력 측으로 안정적으로 전달하는 전력 제어 기술, 그리고 신재생 에너지원으로부터 최대 에너지 점을 찾아내는 최대 전

력 점 제어 기술 등이 필요하다. 본 논문에서는 태양광 계통연계 인버터에 초점을 맞추어 인버터의 성능에 가장 핵심적인 영향을 미치는 전류 제어에 강인제어를 적용하고 전력 제어를 위해 PI(Proportional Integral) 제어를 활용한 dc-link 전압 제어를 설계한 방법을 차례로 논의한다.

현재까지 많은 연구 및 산업계에서 널리 사용되는 3상 PWM 인버터의 전류 제어 방법에는 고전적인 PI^[8, 10]부터 공진제어기^[10, 13] 및 MPC 계열^[10, 13-18] 그리고 현대제어 이론에 기반한 제어기 등이 있으며 다시 이들 제어기들은 동기 좌표계에서 사용되는지 정지 좌표계에서 사용되는지에 따라 소분류 될 수 있다.

PI 제어기는 가장 오래되었고 지금도 가장 널리 사용되는 제어방법으로 일반적으로 inner-loop에 ac 전류 제어를 위한 제어기와 outer loop에 dc-link 전압 제어를 결합한 이중루프를 사용한다. PI 제어기는 각 상 혹은 고정좌표 계의 각 축에 대해서 독립적으로 사용될 수도 있으나, PI 제어기의 특성 상 ac 제어 시에는 추종 오차가 발생할 수밖에 없다는 단점이 있을 뿐만 아니라, 각 상에 대해 cross-coupling terms 이 존재하게 되므로 폐루프 시스템의 분석에 어려움이 따른다^[11]. 따라서 일반적으로 3상 PWM 인버터에서 PI 제어기는 추종 오차가 없도록 주로 동기 좌표계의 각 축에 대해서 사용된다.

반면 동기 좌표계에서 제어기가 사용되는 경우, (동기

Paper number: TKPE-2014-19-6-8

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

[†] Corresponding author: yilee@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical and Information Eng., Seoul National University of Sci. and Tech.

Tel: +82-2-970-6544 Fax: +82-2-970-1237

¹ Power Conversion Team, LSIS Co. Ltd

Manuscript received Jun. 20, 2014; accepted Oct. 2, 2014

좌표계에서 동작하는 다른 모든 제어 전략에서와 마찬가지로) 제어 시스템의 추종 성능에는 제어기뿐만 아니라 계통 전압의 위상을 추정하는 PLL의 성능이 제어에 중요한 영향을 미치게 된다.

PI 제어기는 구현이 쉽고 일반적인 성능을 위한 튜닝이 간단하다는 장점이 있으나, 보통은 제어기의 튜닝이 단순화된 모델을 기반으로 하기에 최적의 성능을 얻기 위해서는 많은 시행착오가 필요하다.

공진제어기는 단상 및 3상 PWM 인버터의 제어에서 PI 제어기와 함께 널리 사용되는 제어 방법으로 ac 전류 제어를 위해 비례 제어기와 계통전압 주파수로 튜닝된 공진제어기가 함께 사용되며 dc 전압 제어를 위한 제어기는 별도로 사용한다. 공진제어기는 각 상 혹은 고정 좌표계의 각 축에 대해서 ac 제어를 수행하며 이론적으로는 튜닝된 주파수에 대해 무한대의 이득을 가지므로 ac 제어에 대해서도 추종오차가 존재하지 않는다^[8]. 뿐만 아니라 각 상에 대한 cross-coupling term 이 존재하지 않으며^[11] AC 제어를 직접 수행하므로 고조파의 주파수로 튜닝된 공진 제어기를 병렬로 덧붙이는 비교적 간단한 구조로 고조파를 감쇠할 수 있다는 장점이 있다^[8]. 반면에 공진 제어기를 디지털 방식으로 구현할 경우 발생하는 위상지연을 충분히 줄이기 위해서는 비교적 제어 주기가 짧아야 한다는 (수십 kHz 이상) 점과 계통 주파수가 공진제어기의 공진 점과 어긋나는 경우 나타나는 성능 저하 및 시스템 불안정화 등의 단점이 있다. 계통 주파수와 공진 제어기의 공진 점이 어긋남에 따라 발생하는 단점을 보완하기 위해 공진 제어기에 적응제어를 적용하는 시도도 이루어지고 있다^[13].

MPC 계열의 제어기는 플랜트 모델을 기반으로 하여 앞으로의 시스템 상태를 예측하고 이에 따라 현재 인가해야 할 최적의 제어 값을 계산해 내는 방법이다. PWM 인버터의 제어에서 사용되는 MPC 제어기는 Deadbeat 제어기가 가장 유명하며 널리 연구되고 있다. Deadbeat 제어기는 제어기를 포함한 시스템의 폐루프 전달함수가 k -step의 지연 시스템(z^{-k})이 되도록 (nulling) 제어기를 설계하므로 Deadbeat 이라 불리며^[8] band-width가 넓기 때문에 많은 연구에서 각 상 혹은 고정 좌표계의 각 축에 대해서 ac 제어기로 사용하나 몇몇 연구의 경우에는^[16] 동기 좌표계의 각 축에 대해 Deadbeat 제어기를 사용하기도 한다. 일반적으로 Deadbeat 제어기는 inner-loop의 전류 제어만을 수행하므로 dc-link 제어를 위해서는 PI 제어기 등을 병행하여야 한다. Deadbeat 제어기는 계통 전압의 sag 등으로 인한 입/출력 전력의 변화에 대해서 순시 전류를 제한하는데 성능이 뛰어난 것으로 알려져 있다^[8].

또 다른 MPC 제어기의 설계 방법으로 현대제어 이론을 이용하여 비용함수를 설정하고 이를 최소화하도록 Lyapunov 이론을 적용하는 접근 방법이 있다^[17-18]. 이들 연구에서는 dc-link 전압을 시스템 상태로 포함하여 모

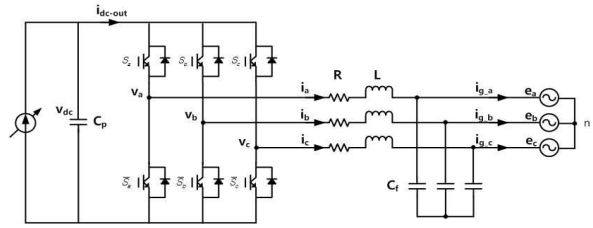


Fig. 1. Topology of the 3 phase 2-level PV inverter.

델링하거나, dc-link 전압을 상수로 가정하고 분석하기도 하는데 dc-link 전압을 시스템의 상태로 포함할 경우에 플랜트는 비선형 모델로 모델링이 되어 이산시스템으로 분석하기가 어려운 점이 있으며, dc-link 전압을 상수로 가정하고 모델링할 경우 outer-loop에 추가적인 제어기가 필요하다. 이들 제어기는 동기 좌표계에 대해서 적용되며 다른 제어기들에 비해 이론적으로 최적의 성능을 이끌어 내기에 유리하다.

하지만 MPC 제어기의 근본적인 문제로 파라미터 미스매치에 따라 발생하는 성능 저하 및 오프셋 에러, 그리고 불안정성을 들 수 있는데 deadbeat 제어기의 경우 옵저버를 사용하거나^[15] 파라미터 변화에 따른 root-locus 분석과 이를 통한 보수적인 이득 값의 설정^[10], 적응제어의 적용^[16] 등의 방법으로 이를 극복하려는 시도가 이루어지고 있다.

현대 제어 이론을 적용한 다른 유형의 제어기로는 상태 궤환 방법으로 제어 규칙을 설정하고 해당 제어 규칙을 적용하였을 때 전체 시스템의 수렴 시간이 최소화 되도록 제어기를 설계하는 방법이 있다^[22]. [22]에서는 출력전압의 오차의 적분을 포함하는 제어기를 상정하고 인버터 R, L 파라미터의 불확실성에 대해 안정도를 보장하는 제어이득을 LMI 기반 최적 설계를 통해 구해냄으로써 특정 범위에 한정된 파라미터 미스매치에 대해서는 전체 시스템의 안정도를 보장할 수 있으며, 제어 규칙에 적분기를 포함하도록 하여 오프셋 에러가 발생하지 않는 장점이 있다.

본 논문은 [22]에서 UPS 제어에 사용된 강인제어를 3상 2레벨 계통연계형 태양광 인버터에 적용하고 100kW 급 프로토타입 인버터에서 시험을 수행하여 그 결과를 검증한다. 강인 제어는 inner-loop의 ac 전류제어에만 사용되었으며 outer-loop에는 dc-link 전압 제어를 위한 PI 제어기를 병행 사용하는 전략을 취하였다. 또한 dc-link 전압 제어에 대해서는 정상 상태에서의 dc/ac 전류 사이의 관계식^[17-18]을 이용하여 dc-link 전 범위에 걸쳐서 PI 제어기가 동일한 성능을 낼 수 있도록 하였다.

2. 계통연계형 인버터 모델

LC 필터를 사용한 3상 2 레벨 계통 연계 태양광 인버

터의 일반적인 토폴로지는 아래의 그림과 나타낼 수 있다.

위의 토폴로지에서 인버터 각 상의 전압 전류의 관계식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= -i_a R + v_a - e_a \\ L \frac{di_b}{dt} &= -i_b R + v_b - e_b \\ L \frac{di_c}{dt} &= -i_c R + v_c - e_c \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 각 상의 임피던스가 동일하다면 인버터 측 각 상 전압은 dc-link 전압과 인버터의 스위치 상태에 따라 아래와 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} v_{abc} &= \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} V_{dc} \\ p_x &= \begin{cases} 1, & (S_x = on, \bar{S}_x = off) \\ -1, & (S_x = off, \bar{S}_x = on) \end{cases} \\ & (x = a, b, c) \end{aligned} \quad (2)$$

(1)의 식에 동기좌표 변환을 적용하면 아래와 같이 동기 좌표계에 대한 인버터 전압/전류 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_c x(t) + B_c v(t) + C_c e(t) \quad (3)$$

여기서

$$\begin{aligned} x &:= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad e := \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, \quad v := \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad p = \begin{bmatrix} p_d \\ p_q \end{bmatrix} \\ A_c &= \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} -1/L & 0 \\ 0 & -1/L \end{bmatrix}, \quad C_c = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} W(t) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} W(t) \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} W(t) \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} p_d \\ p_q \end{bmatrix} \\ W(t) &:= \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

인버터 출력 전압 v 은 dc-link 전압 V_{dc} 에 의존적이거나 인버터 측 전류 i_{dq} 의 변화에 비해 V_{dc} 의 변화가 충분히 느리다고 가정하면 V_{dc} 를 상수로 취급하여 식 (3)을 선형 미분방정식으로 생각할 수 있다. 따라서 ac 전류에 대한 제어를 dc-link 전압에 대한 제어와 분리하여

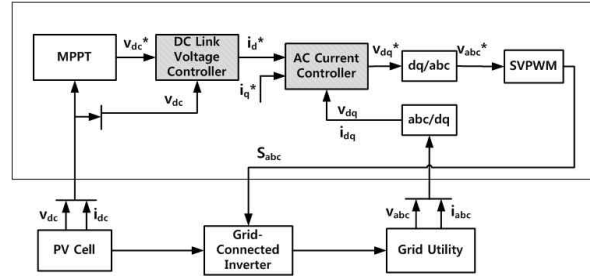


Fig. 2. Conceptual diagram of PV inverter system.

서로 다른 제어 전략을 취할 수 있다.

Fig. 2는 계통연계형 인버터의 일반적인 제어 블록도를 나타낸다. 계통연계형 태양광 인버터의 목적은 태양광 셀에서 최대의 에너지를 계통으로 주입하는 것이며 이를 위해 본 논문에서는 Fig. 2의 ac 전류 제어부분에 강인 제어를, dc-link 전압 제어를 위해 PI 제어기를 사용하는 전략을 사용하되 최대전력 점 추적을 위한 MPPT 제어는 본 논문의 범위에서 제외 한다.

3. Inner loop 강인제어기 설계

Inner loop 전류 제어기의 설계는 [22]의 논문에 기술된 설계 방법을 따르되 UPS형 인버터가 아닌 계통연계형 인버터에 적용하므로 그 과정을 아래와 같이 다시 정리할 수 있다.

식 (3)에서 계통 전압 e 및 인버터측 출력 전압 v 가 샘플링 시간 T_s 동안 일정하다고 가정하면 다음과 같이 이산시간 모델로 변환할 수 있다.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bv(k) + Ce(k) \quad (4)$$

여기서

$$\begin{aligned} A &= e^{A_c T_s} := \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix}, \quad B = \int_0^{T_s} e^{A_c t} dt B_c := \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ -b_{12} & b_{11} \end{bmatrix} \\ C &= \int_0^{T_s} e^{A_c t} dt C_c := \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ -c_{12} & c_{11} \end{bmatrix} \\ a_{11} &= e^{-\frac{R}{L} T_s} \cos(\omega T_s), \quad a_{12} = e^{-\frac{R}{L} T_s} \sin(\omega T_s) \\ b_{11} &= -\frac{R + e^{-\frac{R}{L} T_s} (-R \cos(\omega T_s) + \omega L \sin(\omega T_s))}{(R + \omega L)^2}, \\ b_{21} &= -\frac{\omega L + e^{-\frac{R}{L} T_s} (\omega L \cos(\omega T_s) + R \sin(\omega T_s))}{(R + \omega L)^2} \\ c_{11} &= -b_{11}, \quad c_{12} = -b_{12} \end{aligned}$$

그림 1에서 시스템 파라미터 R, L 의 값이 시불변이며 불확실하되 특정 범위에 속해있다고 가정하면 ($R_1 \leq R \leq R_2, L_1 \leq L \leq L_2$), 시스템 파라미터 R, L

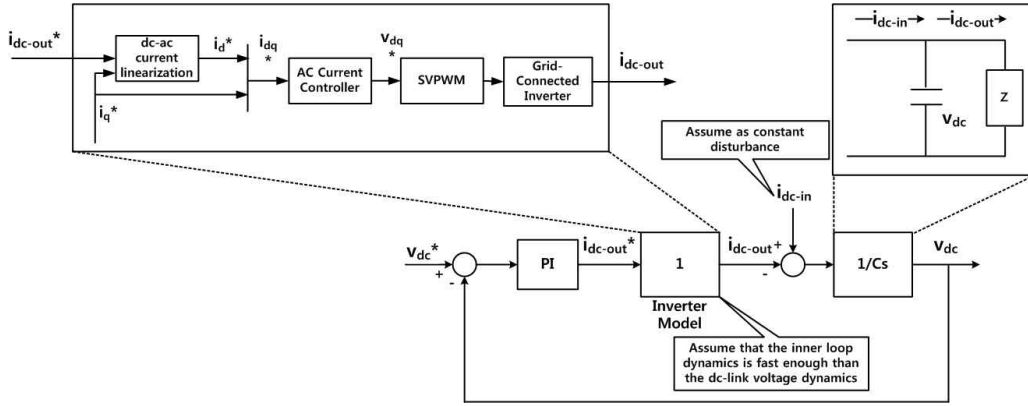


Fig. 4. Plant modeling for the design of outer loop voltage controller.

의 변화에 대한 A, B 매트릭스는 아래의 집합에 속하게 된다.

$$S = \{ (A_i, B_i) | (A_i, B_i) = \sum_{i=1}^4 n_i (A_i, B_i), \sum_{i=1}^4 n_i = 1, n_i \geq 0 \} \quad (5)$$

한편 파라미터 미스매치에 대한 옵셋 에러를 제거하기 위해서 이너 루프 제어기에는 [22]에서 사용한 바와 같이 아래의 제어 규칙을 적용한다.

$$\begin{cases} w(k) = w(k-1) + (x^* - x(k-1)) \\ v(k) = Kx(k) + Lw(k) + e(k) \end{cases} \quad (6)$$

여기서 $x(k)$ 및 $e(k)$ 는 식 (3)의 아래에 정의된 바와 같이 각각 상전류 $[i_a \ i_b \ i_c]$ 및 계통전압 $[e_a \ e_b \ e_c]$ 를 동기좌표계로 변환한 d-q축 전류 및 전압 값들이다. $w(k)$ 는 ac축 dq축 전류와 지령치의 에러에 대한 적분 값이므로 제어 규칙에 의한 인버터 출력 전압 $v(k)$ 는 ac축 dq축 전류에 대한 적분분 및 비례분 그리고 dq축 계통 전압의 합으로 생각할 수 있다. 식(6)의 제어 규칙을 사용한 제어기의 폐루프 시스템이 안정하다면 식(6)의 적분기에 의해 옵셋에러는 사라지며 계통전압 $e(k)$ 는 피드포워드 텀으로서의 역할을 한다. 식 (6)의 제어 규칙을 식(4)의 시스템에 적용한 폐루프 시스템은 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ w(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -I_2 & I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ w(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} v(k) \\ &\quad + \begin{bmatrix} C \\ 0 \end{bmatrix} e(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ x^* \end{bmatrix} \\ v(k) &= \bar{K}\bar{x}(k) + e(k), \quad (\bar{K} := [KL]) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\bar{x}(k) = [x^T(k) \ w^T(k)]^T$. $x^* = 0$ 이라 가정하고 식 (7)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\bar{x}(k+1) = (\bar{A} + \bar{B}\bar{K})\bar{x}(k) \quad (8)$$

여기서

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -I_2 & I_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}.$$

식 (8)을 안정하게 하면서 (5)와 같은 모델불확실성 하에서 추종오차를 최대한 빨리 줄이는 제어이득 \bar{K} 는 다음의 최적화 문제의 해로서 주어진다^[22].

$$\begin{aligned} \text{Minimize } & \alpha \\ \text{subject to } & Q, Q_0 > 0, \alpha > 0, Y \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} Q_0 & (\bar{A}Q_0 + \bar{B}Y)^T \\ \bar{A}Q_0 + \bar{B}Y & Q \end{bmatrix} > 0,$$

and

$$\begin{bmatrix} Q & (\bar{A}_i Q_0 + \bar{B}_i Y)^T \\ \bar{A}_i Q_0 + \bar{B}_i Y & Q \end{bmatrix} > 0, \quad (i = 1, 2, 3, 4). \quad (10)$$

여기서

$$\bar{A}_i := \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ -I_2 & I_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_i := \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix}.$$

최적의 Q_0, Q, Y 를 계산한 후에는 상태 제환 이득 \bar{K} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{K} = YQ_0^{-1} \quad (11)$$

단 위에서는 입력 지연이 없는 시스템에 대해 제어기를 설계하였으나 PWM 인버터는 본질적으로 인버터 PWM 출력이 전류의 평균값에 영향을 주기까지 시간 지연이 존재하게 되며 이는 전체 시스템의 성능과 안정도에 영향을 미치게 된다 [20, 21]. 한 스텝 입력 지연이 존재할 경우 이를 고려한 실제 시스템은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bv(k-1) + Ce(k) \quad (12)$$

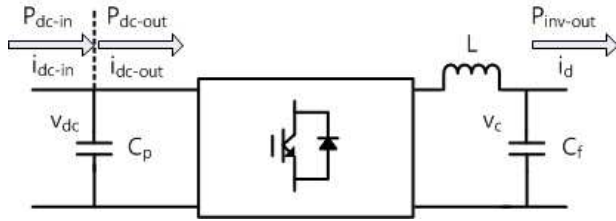


Fig. 3. Power Flow of the inverter.

여기서 입력 지연을 보상하기 위한 한 방법으로 아래와 같이 상태 예측기를 사용하여 한 스텝 앞의 상태를 예측하고 예측한 상태를 현재 상태 대신 사용한다.

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bv(k-1) + Ce(k) + F(x(k) - \hat{x}(k)) \quad (13)$$

식 (13)에서 F 는 상태 예측기 이득으로써 시스템 (12)에 대한 칼만필터 또는 강인 상태예측기 설계 등 [22]을 통해서 구할 수 있다. 상태 예측기 이득 F 가 적절히 결정되었다는 전제하에 입력 지연을 고려하여 제어 규칙을 다시 쓰면

$$\begin{cases} w(k+1) = w(k) + (x^* - x(k)) \\ v(k) = K\hat{x}(k+1) + Lw(k+1) + e(k) \end{cases} \quad (14)$$

와 같다. 식 (12), (13), (14)을 이용하여 입력 지연을 고려한 폐루프 시스템은 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ \hat{x}(k+1) \\ w(k+1) \end{bmatrix} = \Psi \begin{bmatrix} x(k) \\ \hat{x}(k) \\ \hat{w}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ x^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서

$$\Psi = \begin{bmatrix} A & BK & BL \\ FC & A + BK - FC & BL \\ -I & 0 & I \end{bmatrix}.$$

3. Outer loop 전압제어기 설계

Fig. 2에서와 같이 MPPT 제어기에서 만들어진 PV측 dc-link 전압에 대한 설정치 V_{dc}^* 를 추종하기 위한 Outer loop 전압제어기의 설계에 대해서 살펴본다. Fig. 3에서 dc-link 전압은 dc-link capacitor에 유출입 되는 dc 전류에 따라 다음과 같이 변화한다.

$$C_p \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc-in} - i_{dc-out}$$

따라서 dc-link 전압 V_{dc} 는 i_{dc-out} 을 조절함으로써 제어할 수 있으며, 인버터에 의한 손실을 무시할 경우 Fig.3 의 입력 및 출력 전력의 관계는

$P_{dc-out} = P_{inv-out}$ 이므로 dc-link에서 유출되는 전류 i_{dc-out} 은 인버터를 통해서 계통으로 공급되는 전류 i_d 를 조절함으로써 간접적으로 제어할 수 있다. 따라서 전체적인 제어 루프는 앞 절에서 제안한 ac 전류제어기를 이용해서 Fig. 4와 같이 구성된다.

Fig. 4에서와 같이 dc 전류 지령치 i_{dc-out}^* 를 계통 주입 전류에 대한 지령치 i_d^* 로 변환을 하면 dc-link 전압 제어기가 인버터 동작 환경에 관계없이 일정한 성능을 낼 수 있을 뿐만 아니라 dc-link 전압 제어를 위한 전체 시스템이 단순하게 모델링되어 PI 제어기 설계를 보다 손쉽게 할 수 있다.

전류제어기의 동작이 추종오차 없이 충분히 빠르다고 가정하면 Fig. 4의 폐루프 전달 함수는 아래와 같다.

$$sys(s) = \frac{k_p s + k_i}{C_p s^2 + k_p s + k_i} \quad (16)$$

여기서 k_p 와 k_i 는 PI 제어기의 비례계수와 적분계수를 각각 나타낸다. 식 (16)에서 극점만을 고려할 경우 damping ratio (ζ)와 natural frequency (ω_n)의 관계는 다음과 같으며

$$\zeta \omega_n = \frac{k_p}{2C_p}, \quad \omega_n^2 = \frac{k_i}{C_p} \quad (17)$$

여기서 optimal damping ratio ($\frac{1}{\sqrt{2}}$)와 1% settling time을 고려할 경우 dc-link 전압 제어기의 이득 값은 목표 settling time T_{st} 에 따라 아래와 같이 설정될 수 있다.

$$k_p = \frac{10C_p}{T_{st}}, \quad k_i = \frac{k_p^2}{4\zeta^2 C_p} \quad (18)$$

식 (18)의 dc-link 전압 제어기의 PI 이득이 인버터의 전 운전 범위에서 일정한 성능을 갖기 위해서는 앞서 논의한 바와 같이 dc-link 전압 제어기의 출력 i_{dc-out}^* 을 ac 유효전류 지령치 i_d^* 로 선형화 해주어야 하며 이는 정상상태 분석^[17-18]을 통하여 이루어진다.

정상상태 분석을 위해 시스템 상태 방정식인 식 (3)을 스위칭 함수 p 를 사용해서 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_c x(t) + B_c \frac{V_{dc}}{2} p(t) + C_c e(t) \quad (19)$$

식 (19)에서 정상 상태일 때를 가정하면 dc 전류 지령치 i_{dc-out}^* 과 ac 무효전류 지령치 i_q^* 에 따라 정상 상태

에서의 ac 유효전류 i_d^0 는 다음의 관계를 만족하여야 한다.

$$0 = A_c x^0 + B_c \frac{V_{dc}}{2} p^0 + C_c \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$i_{dc}^0 = \frac{3}{4} (p)^T x^0 = i_{dc-out}^* \quad (21)$$

$$i_q^0 = i_q^* \quad (22)$$

여기서

$$x^0 = \begin{bmatrix} i_d^0 \\ i_q^0 \end{bmatrix}, \quad p^0 = \begin{bmatrix} p_d^0 \\ p_q^0 \end{bmatrix}$$

$i_d^0, i_q^0, p_d^0, p_q^0$ 는 각각 정상 상태에서의 d축 ac 전류, q축 ac 전류, d축 스위칭 함수, q축 스위칭 함수를 나타낸다. 식 (20)에서 정상 상태에서의 스위칭 함수를 dq축 각각에 대해 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$p_d^0 = \frac{2(E_m - Ri_d^0 + wLi_q^*)}{V_{dc}} \quad (23)$$

$$p_q^0 = \frac{2(-Ri_q^* - wLi_d^0)}{v_{dc}} \quad (24)$$

식 (23), (24)를 식 (20)에 대입하여 i_d^0 에 대해 정리하면 아래와 같다.

$$i_d^0 = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{E_m}{R}\right)^2 - \frac{8(V_{dc}i_{dc-out}^* + Ri_q^*)}{3R}} \right] \quad (25)$$

즉 dc-link capacitor에서 i_{dc-out}^* 지령치 만큼의 전류를 흐르게 하기 위한 ac 전류 지령치 i_d^0 를 식 (25)과 같이 계산할 수 있다. 단 식 (25)가 실근을 갖기 위해서는 i_{dc-out}^* 범위에 제약이 있으며 이는 해당 시스템에서 최대 출력 가능한 dc-link 전류의 범위를 의미한다. 또한 스위칭 함수가 포화되지 않도록 하기 위해 i_d^0 의 선택에도 제약이 있으나[18] 본 논문에서는 식 (25)에서 절대치가 작은 지령치를 사용하였다.

최종적으로 ac 전류제어기에 대한 지령치는 식 (26)와 같이 표현 될 수 있는데 Fig. 4에서 dc-link 출력 전류 지령치와 ac 유효전류 지령치를 선형적으로 변환하는 블럭에서 사용한다.

$$x^*(i_{dc-out}^*, i_q^*) = \begin{bmatrix} i_d^0(i_{dc-out}^*, i_q^*) \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

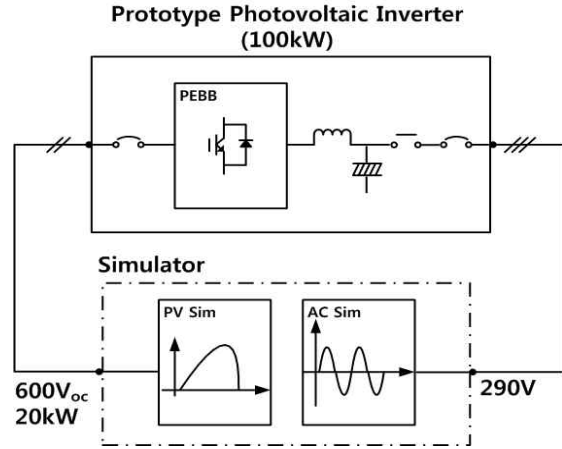


Fig. 6. Set up for experiments.

TABLE I
PARAMETER FOR EXPERIMENTAL ENVIRONMENT

Equipment	Element	Value
Photovoltaic Inverter	LC Filter reactance(L_o)	250uH
	LC Filter parasitic resistance (R_o)	1m Ω
	dc Link Capacitor(C_o)	2520uF
	Switch Frequency	5kHz
P Simulator	V_{oc}	600V
	V_{mpp}	478.2V
	P_{mpp}	20kW
A Simulator	Line-Line output voltage	290V
	Frequency	60Hz

4. 실험결과

지금까지 논의된 제어기의 설계 방법을 검증하기 위해 100kW급 프로토타입의 태양광 인버터에 태양광/계통 시뮬레이터를 이용하여 시험을 수행하였으며 자세한 시험환경은 Fig 5 및 표 1과 같다. 단 시뮬레이터 용량의 제약으로 인버터 정격 용량 대비 약 20% 부하에서 시험이 수행되었다.

본 논문에서 제시한 강인제어기의 설계를 위한 파라미터와 그 결과로써의 제어기 이득 값은 TABLE 2와 같다.

LC 필터 리액터 값은 제작 업체에서 오차율을 보장하여 제작하므로 리액턴스 값은 스펙에 제시되어 있는 값과 큰 차이가 나지 않으나 필터의 기생 저항 성분은 리액터의 스펙에 기재되어 있지 않는 경우가 많으며 따라서 그 값을 확인하기에 어려움이 있다. 그러나 일반적으로 기생 저항 성분은 수 m Ω 에서 수십 m Ω 정도로 알려져 있으며 온도에 따라 변화하므로 기생 저항 성분에 대한 불확실성은 상대적으로 크다고 보았으며 반면에

TABLE II
DESIGN PARAMETER FOR ROBUST CONTROL

Category	Element	Value
Parameter uncertainty	LC filter reactance	$\frac{1}{5}L_o < L < 5L_o$
	LC filter parasitic resistance	$\frac{1}{10}R_o < R < 10R_o$
Robust control coefficient	\bar{K}	$\begin{bmatrix} 0.69 & -2.25 & -0.05 & 0.02 \\ 2.46 & 0.69 & -0.02 & -0.05 \end{bmatrix}$
	F	$\begin{bmatrix} 0.98 & 0.07 \\ -0.07 & 0.98 \end{bmatrix}$
Outer loop design parameter	T_{st}	0.1sec
Outer loop PI controller	k_p	0.252
	k_i	12.6

리액턴스에 대한 불확실성은 상대적으로 작다고 가정하였다.

강인 제어기와의 성능 비교를 위해서 고전적인 이중루프 PI 제어기도 동일한 환경에서 시험을 진행하였으며 제어기의 튜닝 방법은 이너 루프 전류제어기의 경우 극점/영점 상쇄 방법^[8] 및 이 값으로부터 매뉴얼 튜닝한 값을 사용하였고, 바깥 루프 전류제어기의 경우 식 (18)을 사용하되 dc-link 출력 전류 지령치를 선형화하지 않고 dc-link 전압 및 계통 전압이 정격 값일 때를 가정하여 이득을 계산하였다. 이중 루프 PI 제어기의 제어기 설계 값은 TABLE 3과 같다.

4.1 시험 결과

위의 제어기들을 기반으로 제어 성능을 평가하기 위해 아래의 상황에서 인버터의 응답파형을 측정하였다.

- 인버터 초기 기동
- 입력 전력 급변
- 계통 순시 전압 강하

입력 전력 급변 및 계통 순시 전압 강하 시험은 실제 태양광 인버터의 인증시험을 위해 수행하는 시험들^[6]에도 포함되어 있어서 인버터의 제어 강인성을 실질적으로 평가하는데 유효한 시험이라 할 수 있다.

4.1.1 초기 기동

인버터 초기 기동 시 soft start 기능에 의해 계통 전류지령치는 0 으로부터 천천히 증가하므로 초기 기동 파형으로부터 ac 전류 제어기의 영 전류 제어 성능을 평가할 수 있으며 Fig. 6, Fig. 7 및 Fig. 8 및 TABLE 4에서 볼 수 있듯이 강인제어기의 수렴 속도가 확연히 짧음을 확인할 수 있다.

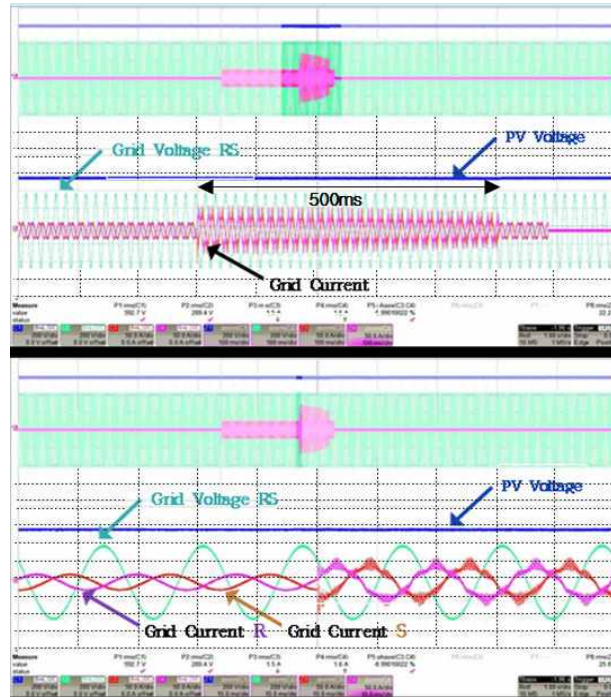


Fig. 6. Soft start graph for 0.5s (upper) and the zoom in (lower) with PI control of pole-zero cancelation method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 100ms div for upper figure, 10ms div for lower figure).

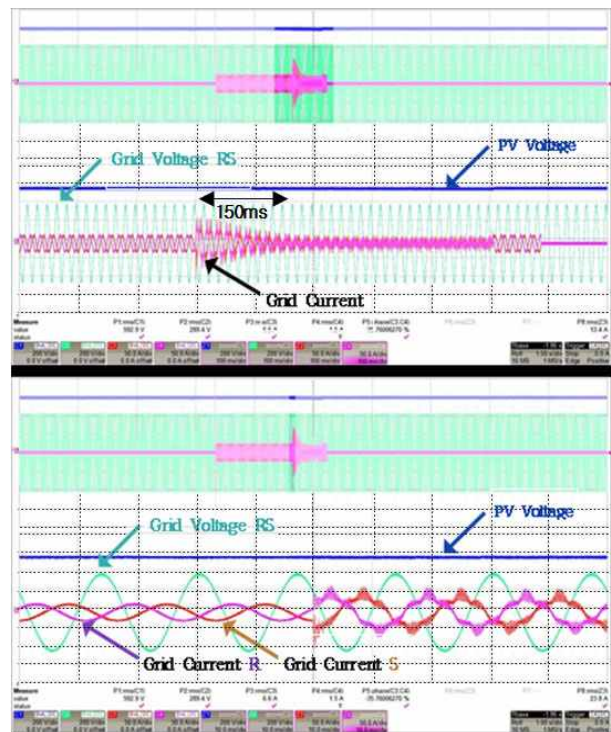


Fig. 7. Soft start graph for 0.5s (upper) and the zoom in (lower) with PI control of manual tuning method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 100ms div for upper figure, 10ms div for lower figure).

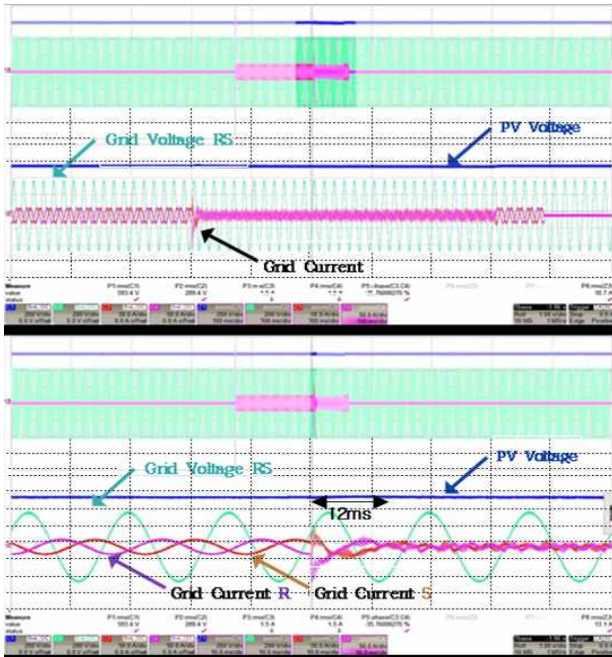


Fig. 8. Soft start graph for 0.5s (upper) and the zoom in (lower) with Robust control method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 100ms div for upper figure, 10ms div for lower figure).

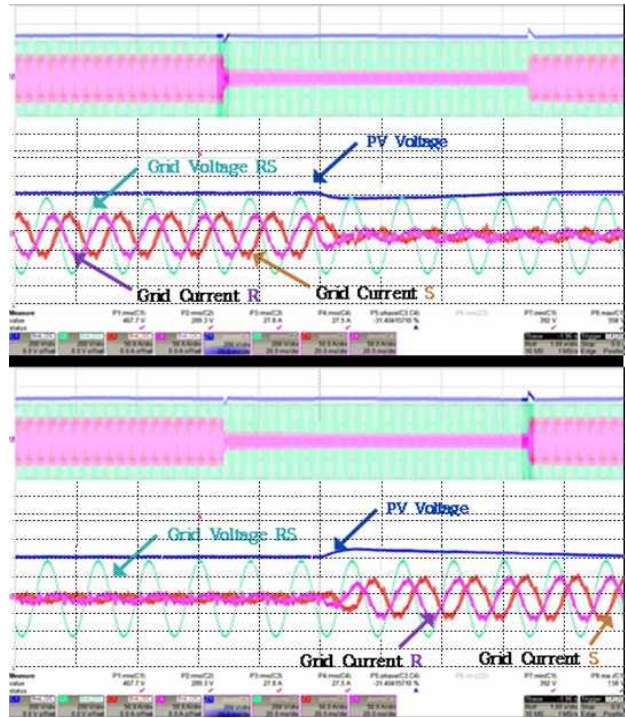


Fig. 9. Sudden change of PV power graph at entry (upper) and at return (lower) with PI control of pole-zero cancellation method adjusted. (pv/voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div).

TABLE III

DESIGN PARAMETER FOR TWO-LOOP PI CONTROL

Category	Element	Value
Inner loop PI(pole/zero cancelation)	k_p	0.4167
	k_i	1.6667
Inner loop PI (manual tuning)	k_p	0.4167
	k_i	16.667
Outer loop design parameter	T_{st}	0.1sec
	dc-link rated voltage	500V
	Grid pahse voltage	167.4V
Outer loop PI controller	k_p	0.504
	k_i	25.2

TABLE IV

TRANSIENT TIME AT START UP

	Two loop PI (pole/zero cancelation)	Two loop PI (manual tuning)	Robust Control
Transient time	Above 500ms	150ms	12ms

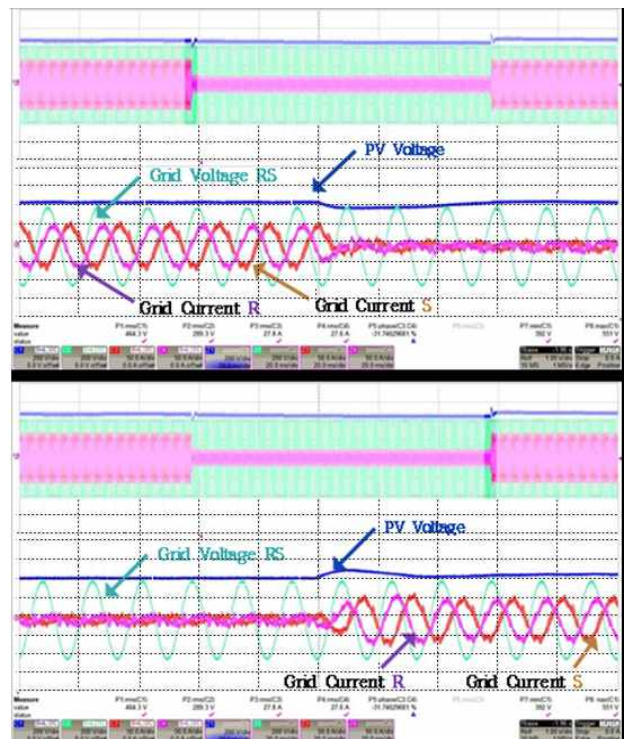


Fig. 10. Sudden change of PV power graph at entry (upper) and at return (lower) with PI control of manual tuning method adjusted. (pv/voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div).

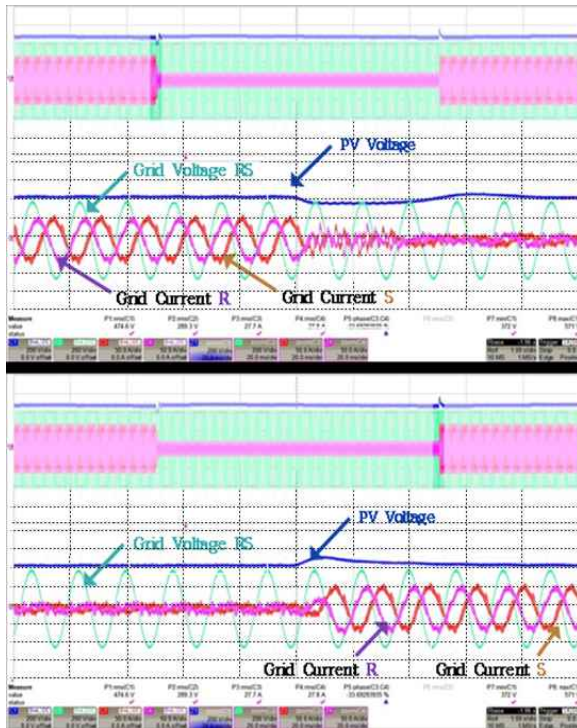


Fig. 11. Sudden change of PV power graph at entry (upper) and at return (lower) with Robust control method adjusted. (pv/voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div).

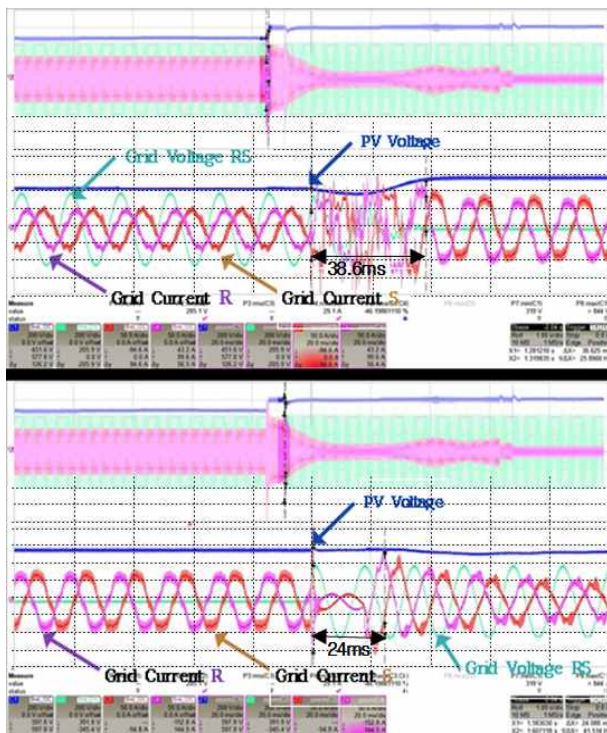


Fig. 12. Instantaneous Grid under voltage graph at entry (upper) and at return (lower) with PI control of pole-zero cancelation method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div).

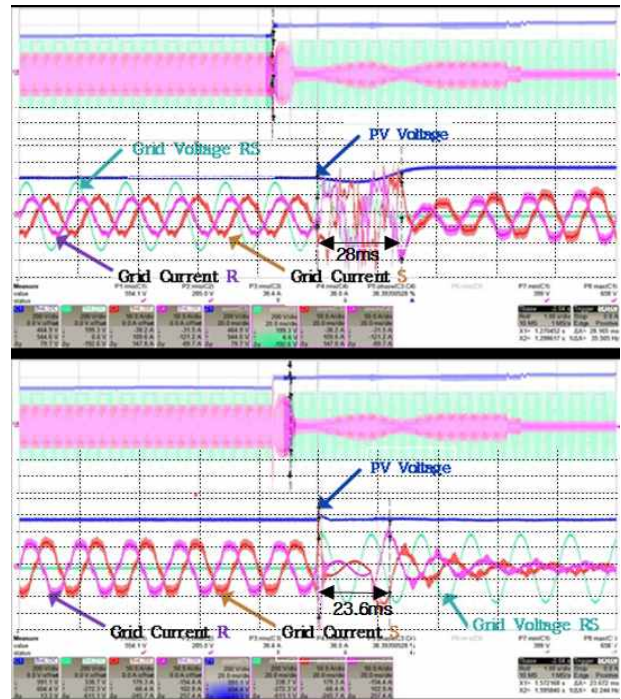


Fig. 13. Instantaneous Grid under voltage graph at entry (upper) and at return (lower) with PI control of manual tuning method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div).

TABLE V
TRANSIENT TIME AT INSTANTANEOUS GRID UNDER VOLTAGE

	Two-loop PI (pole/zero cancelation)	Two-loop PI (manual tuning)	Robust Control
At entry	38.6ms	28ms	15.2ms
At recovery	24ms	23.6ms	19.3ms

4.1.2 입력 전력 급변

PV 시뮬레이터의 일사량을 100%(20kW)에서 20%(4kW)로 순간 변경하고 과도 상태 응답을 측정하였다. dc-link 전압 제어기의 settling time을 모두 0.1 sec로 설계하였기에 Fig. 9 ~ Fig. 11에서 큰 차이는 발생하지 않았으나 이중루프 PI (매뉴얼 튜닝) 이 dc-link 전압의 오버슈트/언더슈트 가장 작았으며 강인제어를 사용하였을 때 가장 크게 나타났다.

4.1.3 계통 순시 전압 강하

계통의 전압을 0.3 초 간 0%로 순간 강하하고 과도 상태 응답을 측정비교 하였다. Fig. 14에서 강인제어가 가장 과도 구간이 짧으면서 과형도 양호함을 보였고, 반면에 이중루프 PI는 극점/영점 상쇄 방법(Fig. 12), 매뉴

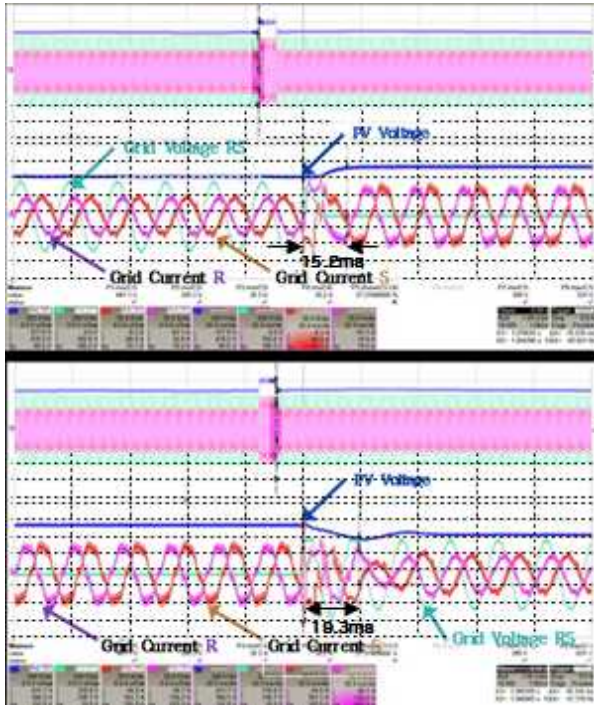


Fig. 14 Instantaneous Grid under voltage graph at entry (upper) and at return (lower) with Robust control method adjusted. (pv/grid voltage: 200V div, grid current: 50A div, time: 20ms div)

얼 튜닝(Fig. 13) 두 경우 모두 계통 순시 전압 강하가 복귀 된 후 PV 시뮬레이터가 오버로드로 정지하여 정상 시험이 불가하였다. (단 이중루프 PI 제어에서 순시전압 진입 시 발생한 불안정한 파형과 복귀 시 스위칭이 정지한 구간은 over current 검출에 의한 보호기능에 의한 것이다.)

5. 결 론

본 논문에서는 3상 2레벨 대용량 태양광 인버터에 강인제어 방법을 적용하고 100kW급 프로토타입 시스템에서 그 유효성을 검증하였다.

Deadbeat 제어기 등 많은 MPC 계열 알고리즘이 이론적으로 빠른 퍼포먼스를 제공하는 것으로 알려졌지만 실제 현장 적용에서는 파라미터 미스매치 문제를 겪는 것에 비해 강인제어 방법은 LMI 기반 최적설계 방법을 파라미터 불확실성을 고려하여 적용함으로써 실질적으로 적용 가능한 최적화를 수행한다고 판단된다. 이는 시험을 통해 강인제어가 다른 PI 제어 전략에 비해 순시 전류제어에 뛰어나면서도 계통전압 강하 등의 외란에 대해서도 강인함을 보여준 것으로 그 유효성을 판단할 수 있다. 즉 강인제어는 최적화 정도를 파라미터 불확실성이라는 설계 파라미터로 조절함으로써 퍼포먼스와 안정성에 균형을 맞출 수 있으므로 실제 현장에서도 유연하게 적용될 수 있는 효과적인 제어전략이라 판단된다.

한편 시험 설비 제약에 따라 간략하게 이루어졌는데 인버터 용량 대비 (100kW) 낮은 부하 (20kW)에서 수행되었으며 시뮬레이터와의 공진 등으로 전류 파형에 THD가 높은 문제가 있었다. 추후에는 정격 용량에서 강인제어 방법을 적용 했을 때 효율과 전류 THD 같은 인버터 품질에 대한 성능 측정이 추가적으로 수행될 필요가 있다고 생각 된다.

본 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 지원으로 수행되었음

References

- [1] "Global trends in renewable energy investment 2013," <http://fs-unep-centre.org>
- [2] "Trends 2013 in photovoltaic applications - Survey Report of Selected IEA Countries between 1992 and 2012," <http://www.iea-pvps.org>
- [3] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [4] "The german BDEW technical guideline for generating plants connected to the medium voltage grid," <https://www.bdew.de>
- [5] "VDE-AR-N 4105: Power generation systems connected to the low-voltage distribution network," <https://www.vde.com>
- [6] "JET's certification - Grid-connected Inverters (Power conditioners) for small distributed generation systems," <http://www.jet.or.jp>
- [7] "JEAC 9701-2010 系統連系規程," <http://www.denki.or.jp/>
- [8] T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner, "Grid converters for photovoltaic and wind power systems," WILEY, ISBN: 978-0-470-05751-3
- [9] T. Kerekes, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner, "Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 9, pp. 2202-2211, Sep. 2009.
- [10] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 3, pp. 654-664, Mar. 2009.
- [11] E. Twining, D. G. Homes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, pp. 888-895, May 2003.

- [12] L. R. Limongi, "Performance comparison of DSP-based current controllers for three-phase active power filters," *ISIE 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp.136-141, Cambridge, June 30 2008-July 2 2008.
- [13] A. V. Timbus, Ciobotaru M., Teodorescu R., Blaabjerg F., "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 19-23 March 2006.
- [14] T. Ide, T. Yokoyama., "A study of deadbeat control for three phase PWM inverter using FPGA based hardware controller," *Power Electronics Specialists Conference*, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, pp.50-53, 20-25 June 2004.
- [15] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 1, pp.140-147, Jan 2005.
- [16] Y.A.-R.I. Mohamed, E.F. El-Saadany, "An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase PWM voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Issue 2, pp.747-759, April 2007.
- [17] S. K. Kim, S. Y. Son, and Y. I. Lee, "Use of the model predictive controller in the two-loop control of a three-phase PWM AC/DC converter," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol.12, No.2, pp.340-348, Feb. 2014.
- [18] H. Komurcugil, and O. Kukrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.13, Issue 5, pp.801-813, Sep. 1998.
- [19] V.M. Moreno, A. Pigazo, and A. Dell'Aquila, "A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.22, Issue 4, pp.1280-1289, July 2007.
- [20] H. Shan, Y. Zhang, Y. Kang, X. Kong, and H. Li, "Research on one-step-delay effect of digital control PWM Inverter," *31st International Telecommunications Energy Conference*, 2009. INTELEC 2009.
- [21] P. Cortes, and J. Rodriguez, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* Vol. 59, Issue 2, pp.1323-1325, May 2011.
- [22] J. S. Lim, C. Park, J. Han, and Y. I. Lee, "Robust tracking control of a three-phase DC-AC inverter for UPS applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, Issue 8, pp. 4142-4151, Oct. 2013.



안경필(安勅必)

1982년 7월 8일생. 2008년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 서울과학기술대 산업대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 LS산전 안양연구소 연구원.



이영일(李榮逸)

1963년 5월 16일생. 1986년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1988년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박). 1994년~2001년 7월 경상대 부교수. 제어로봇시스템 공학회 국문지 편집장 및 *International Journal of Control, Automation and Systems* Editor 역임, 2001년 8월~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수.