

LCL 필터를 갖는 3상 계통연계형 인버터의 최적 전류 제어

이귀준, 박남주, 현동석
한양대학교

Optimal Current Controller in a Three-Phase Grid Connected Inverter with an LCL filter

Kui-Jun Lee, Nam-Ju Park, Dong-Seok Hyun
Hanyang University

ABSTRACT

This paper presents a robust current control in a three phase grid connected inverter using an LCL filter. This controller is based on the optimal control theory and typically designed in a complex-valued state-space. The proposed current controller has a robust tracking performance for the grid voltage harmonics and robustness to parameter error and load variation. Finally, the simulation results are presented to verify the validity of the proposed method.

1. 서론

최근 태양광, 풍력, 연료전지 등과 같은 신·재생 에너지원으로부터의 출력을 계통에 연계하기 위한 계통연계형 인버터의 사용이 증대되고 있다. 이러한 신·재생 에너지원을 계통에 연계하기 위해서는 고조파, 단독운전, 역률 등이 고려되어야 하며, 인버터의 전류 제어가 전체 시스템 제어의 중요한 비중을 차지한다. 전류 제어 방식에는 크게 히스테리시스 제어^[1], 비례 적분(PI) 제어^[2], 예측 제어^[3]가 있으며, 구현이 용이한 비례 적분(PI) 제어가 주로 사용되고 있다.

계통연계형 인버터는 주로 전압형 인버터로 구현이 되며, 스위칭 주파수대의 전류 고조파를 저감하기 위해 인버터와 계통 사이에 저역통과필터(low-pass filter)가 사용된다. 그 중 구현이 간단한 L 필터가 많이 사용되지만, 총 고조파 왜율을 5% 이하로 만족시키기 위해 스위칭 주파수를 증가시켜야 하는 단점이 있다. 따라서 최근에는 LC 필터와 LCL 필터가 사용되며, 더 높은 고조파 저감 효과를 갖는 LCL 필터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[4],[5]}. 그러나 LCL 필터는 시스템의 안정성 확보를 저해하는 공진 현상으로 인해 복잡한 전류 제어가 요구된다.

본 논문에서는 LCL 필터를 갖는 3상 계통연계형 인버터에서 강인한 전류 제어 기법을 제안한다. 제안된 전류 제어 기법은 최적 제어 이론을 바탕으로 복소 상태 공간에서 설계되며, 계통의 고조파와 필터 파라미터 오차, 부

하 변동에 대해서 강인한 추종 성능을 갖는다. 마지막으로 시뮬레이션을 통하여 제안된 기법의 타당성을 증명한다.

2. 3상 계통연계형 인버터 시스템

그림 1은 LCL 필터를 갖는 3상 계통연계형 인버터 시스템의 구성도를 나타낸다.

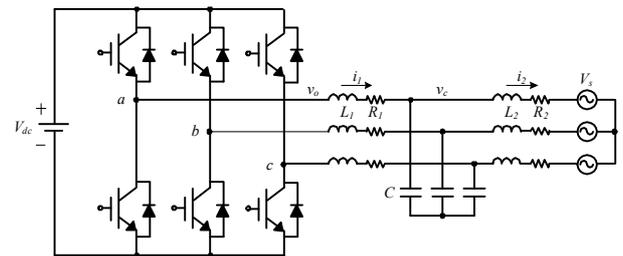


그림 1 3상 계통연계형 인버터 시스템
Fig. 1 Three-phase grid connected inverter

3상 평형 시스템을 가정하면, 지배 방정식은 동기 좌표계 상에서 다음과 같은 상태 방정식으로 표현된다.

$$\dot{x} = Fx + G_1 v_o + G_2 v_s \quad (1)$$

여기서

$$x = [i_{1dq} \quad v_{cdq} \quad i_{2dq}]^T, \\ F = \begin{bmatrix} j\omega - \frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & j\omega & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & j\omega - \frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix}, G_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

이고,

$$y = i_{2dq} = Hx \quad , \quad H = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (3)$$

이다.

3. 제안된 전류 제어 기법

그림 2는 계통연계형 인버터의 전류 제어 블록도를 나타낸다. 강인한 추종 성능과 외란의 영향을 감소시키기 위해 적분 제어가 사용된다.

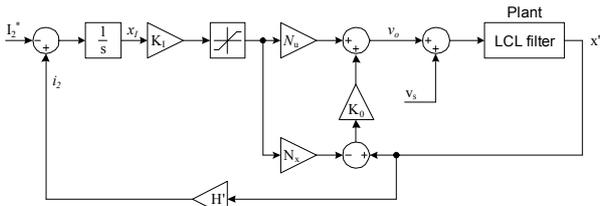


그림 2 제안한 전류 제어기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of the proposed current controller

그러므로 식(4)의 미분 방정식으로 표현되는 에러 값에 대한 적분이 추가적인 상태 변수가 된다^[6].

$$\dot{x}_I = Hx - r \quad (4)$$

따라서 최종 상태 방정식은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & \mathbf{0} \\ H & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_o + \begin{bmatrix} G_2 \\ 0 \end{bmatrix} v_s - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} r$$

$$y = H'x' \quad , \quad \begin{bmatrix} x \\ x_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ x_I \end{bmatrix}$$

$$H' = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \quad (5)$$

제어 이득은 식(6)과 같이 표현되고, 제어 이득을

$$v_o = -[K_0 \quad K_I] \begin{bmatrix} x \\ x_I \end{bmatrix} \quad (6)$$

구하기 위해, 최적 제어가 적용되며, 식(6)의 해는 식(7)을 최소화시키는 제어 이득이 된다.

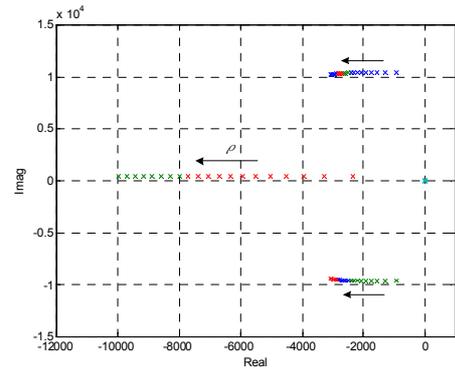
$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad , \quad Q = \begin{bmatrix} \rho & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho/1000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho \end{bmatrix} \quad (7)$$

ρ 값을 가변시키면서, 시스템의 페루프 극점에 해당하는 적절한 이득을 설정할 수 있고, 기준 입력에 대한 이

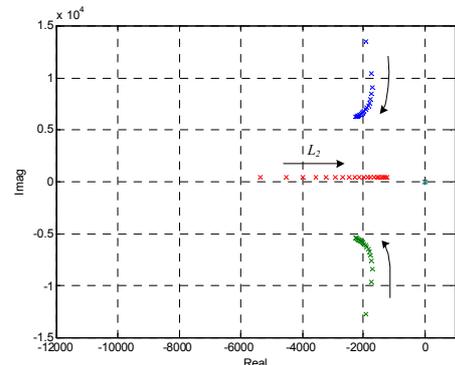
득은 식(8)로 결정된다.

$$\begin{bmatrix} N_x \\ N_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F' & G'_1 \\ H' & J' \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

그림 3(a)는 ρ 값이 25에서 500으로 25씩 증가되었을 때, 전체 계통연계형 인버터 시스템의 페루프 고유치의 궤적을 보여준다. 시스템이 복소 상태 공간에서 모델링되었기 때문에, 고유치의 궤적이 실수축에 대해 비대칭이 되며, 전체적으로 시스템이 안정화 되어 있음을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 3 인버터 시스템의 페루프 고유치 궤적 (a) ρ 가변시 (b) L_2 가변시

Fig. 3 Locus of closed-loop eigenvalues (a) $\rho = 25$ to 500 by 25 increment (b) $L_2 = 0.5\text{mH}$ to 10mH by 0.5mH increment

또한, 그림 3(b)는 L_2 값을 0.5mH 에서 10mH 로 0.5mH 만큼 증가시켰을 때, 고유치의 궤적을 보여주며 파라미터 오차에 대하여 강인한 제어기의 성능을 확인할 수 있다. 앞선 결과를 토대로 $\rho=200$, $L_2=1\text{mH}$ 가 선정되었고, 각각의 이득 값들은 식(11)과 같이 주어진다.

$$K_0 = [21.8025 \quad 1.0342 \quad -1.8283 - j0.0001]$$

$$K_I = 22.0376 - j1.6791$$

$$N_x = [0.9979 - j0.0001 \quad 0.01 - j0.377 \quad 1.0 \quad -10.0]^T$$

$$N_u = 0.0199 - j1.1294. \quad (9)$$

4. 시뮬레이션

LCL 필터를 갖는 3상 계통연계형 인버터에서 제안된 전류 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 MATLAB/SIMULINK을 사용한 시뮬레이션을 수행하였다. 필터 파라미터는 $L_1=2.0\text{mH}$, $L_2=1.0\text{mH}$, $C=15\mu\text{F}$ 이다.

그림 4는 부하가 10A에서 20A로 가변되었을 때, 계통 전류가 약 한 주기 이내에 기준 값을 잘 추종함을 보여준다.

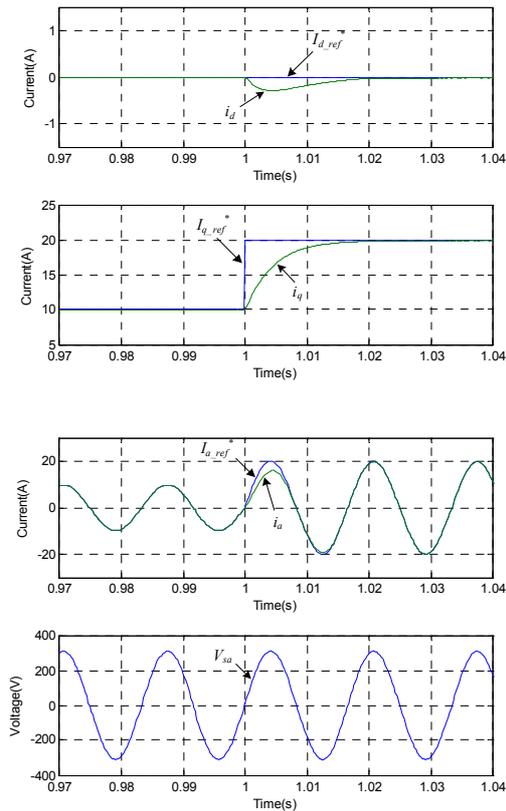


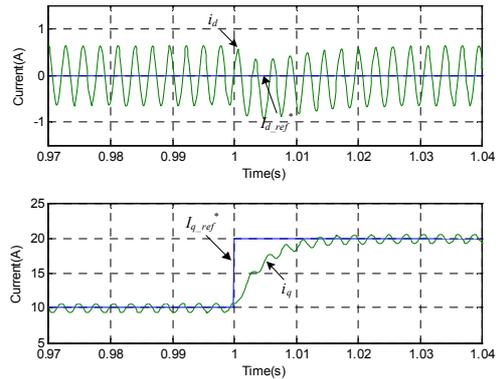
그림 4 계통 전류와 계통 전압 파형
Fig. 4 Grid currents and voltage waveform for $\rho = 200$

그림 5는 계통 전압에 2%의 5고조파가 존재할 때, 계통 전류의 파형을 보여준다. 약간의 정상상태 오차가 존재하지만, 적절한 이득 선정을 통하여 추종 성능은 개선될 수 있다.

그림 5 2%의 5고조파 존재시 계통 전류 파형
Fig. 5 Grid currents waveform for $\rho = 200$ with 2% fifth grid voltage harmonic

5. 결론

본 논문에서는 인버터 출력단에 LCL 필터를 갖는 3상 계통연계형 인버터에서 최적 제어 이론에 근거한 강인한 전류 제어 기법을 제안하였다. 제안된 전류 제어기는 복



소 상태 공간에서 설계되며, 계통 전압의 고조파와 필터 파라미터 오차, 부하 변동에 대해 강인한 추종 성능을 가지며, 제안된 기법의 타당성은 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

참고 문헌

- [1] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, no. 4, pp.562-570, Nov. 1985.
- [2] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, no. 4, pp.678-690, 1986.
- [3] D. G. Holmes and D. A. Martin, "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverter," in Proc. Annu. Meeting IEEE Trans. Ind. Appl., pp.906-913, 1996.
- [4] E. Twining and D. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, no. 3, pp. 888-895, May 2003.
- [5] E. Wu and P. W. Lehn, "Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance," IEEE Power Electron., Vol. 21, no. 5, pp. 1364-1373, Sept. 2006.
- [6] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, Feedback control of dynamic systems, 4th ed. New Jersey : Prentice Hall, 2002.