

# 시간응답을 고려한 삼상 DC/AC 인버터의 비간섭 제어기 설계

이진목, 박가우, 이재문, 손경민, Novie Ayub Windarko, 민준기\*, 최재호  
충북대학교, \*(주)다스테크

## Decoupling Controller Design satisfied with Time Response Specifications for Three-phase DC/AC Inverter

Jinmok Lee, Gawoo Park, Jaemoon Lee, Kyoungmin Son, Novie Ayub Windarko, Joon-ki Min, Jaeho Choi  
Chungbuk National University, \*DASS TECH CO., LTD

### ABSTRACT

본 논문에서는 3상 VSI의 CVCF 제어를 위해 페루프 비간섭 DQ 제어기 설계를 제안한다. DQ 제어기를 설계하기 위해서 두 개의 간섭항을 페루프 분리를 통하여 해석적인 PID 제어기를 설계한다. 제안한 PID 제어기는 시간응답을 만족하도록 설계하여 시뮬레이션을 통해 검증한다.

### 1. 서론

연료전지, 태양광 등의 신재생에너지 시스템의 단독부하 운전이나 UPS와 같은 전력변환장치는 일정한 전압과 일정한 주파수가 되도록 제어하기 위해서 PID의 선형 제어기를 사용하여 왔다. 그러나 PID 제어기는 교류 기준전압으로 제어 할 경우에는 위상지연을 피하기 힘들다. 그러나 3상 인버터의 경우에는 DQ 변환을 이용하여 기준전압을 DC 성분으로 변환함으로써 위상지연이 없는 PID 제어기를 설계할 수가 있다. 그러나 3상 인버터의 DQ 변환과정에서 간섭항(Coupling term)이 생기게 된다. 이 때문에 SISO 시스템이 아닌 MIMO 시스템으로 변형되어 해석적인 제어기를 설계하는 것이 매우 어렵다. 이를 해결하기 위해서 전방향 분리(Feedforward decoupling), 페루프 분리(Feedback decoupling) 방법이 제시되었다<sup>[1]</sup>. 그러나 이러한 방법들은 전력변환장치들이 계통연계형 운전을 할 경우, 즉 전류제어기 설계를 위한 연구가 대부분이었다. 이는 CVCF운전의 전력변환기의 경우에 LC 필터를 사용하여 이중 간섭항이 존재하지만 계통연계형의 경우 L 필터만을 사용하는 경우가 대부분이어서 간섭항이 하나만 존재하기 때문에 비간섭 제어기 설계가 용이하기 때문이다.

본 논문에서는 3상 VSI 인버터의 CVCF 운전을 위한 비간섭 PID제어기를 제안한다. 비간섭 제어기 설계를 위해서 페루프 분리방법을 제안하고, 시간 응답을 고려한 제어기의 해석적인 해를 얻기 위해서 CRA 제어 기법을 사용하여 설계한다<sup>[2]</sup>. 설계된 제어기의 시간응답과 주파수 응답을 보이고 시뮬레이션을 통하여 설계된 제어기의 성능을 검증한다.

### 2. 본문

#### 2.1 시간응답을 만족하는 CRA 제어기 설계

오버슈트, 정정시간과 같은 시간응답 조건을 만족하는 제어기를

설계하는 것은 저차에만 가능하였으나 특성비 지정법 (Characteristic ratio assignment: CRA)은 Butterworth 필터의 성질을 확장하여 제어기의 안정한 해와 시간응답을 만족하는 해를 고차의 제어기에서도 얻을 수 있다. 즉 저차에서만 가능하였던 극점과 영점을 고려하지 않고 제어기를 설계할 수 있다. 특성비 지정법 전달함수의 특성비를 지정하는 방법으로 선형 시스템에서 전달함수가 식 (1)와 같이 고려할 수 있다. 이때 특성비를 식 (2)와 같이 정의하고 시정수를 식 (3)과 같이 정의할 수 있다.

$$G(s) = \frac{n(s)}{p(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (1)$$

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2}, \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3}, \dots, \alpha_{n-1} = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} a_n} \quad (2)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (3)$$

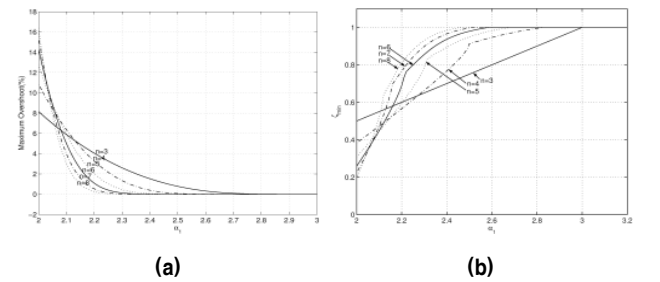


그림 1 (a)  $\alpha_1$ 과 오버슈트와의 관계 (b)  $\alpha_1$ 과 제동비의 관계  
Fig. 1 (a) Relationship between  $\alpha_1$  and overshoot (b) Relationship between  $\alpha_1$  and damping ratio

$\alpha_i'$ 와  $\tau$ 로  $\delta(s)$ 를 나타낼 때 계수  $a_i$ 는 식 (4), (5)와 같이 나타낼 수 있다. 이 때  $a_0, \tau$ 를 양의 값으로 정의 할 때 특성비  $\alpha_k$ 를 식 (6), (7)과 같다.

$$a_1 = a_0 \tau \quad (4)$$

$$a_i = \frac{a_0 \tau^i}{\alpha_{i-1} \alpha_{i-2} \alpha_{i-3} \dots \alpha_2 \alpha_1^{i-1}}, \text{ for } i=2, \dots, n \quad (5)$$

$$\alpha_1 > 2 \quad (6)$$

$$\alpha_k = \frac{\sin(k\pi/n) + \sin(\pi/n)}{2\sin(k\pi/n)} \cdot \alpha_1 = \Gamma_k \cdot \alpha \quad (7)$$

(단,  $k=2, \dots, n-1$ )  
특성비 지정법은 그림 1에서 보는 바와 같이 특성비와 오버슈트 그리고 제동비가 서로 유기적인 관계를 가지고 있음을 나타낸다.

즉 특성을 이용하여 설계하고자 하는 시간응답을 만족하는 제동비와 오버슈트를 얻을 수 있다.

## 2.2 3상 인버터의 DQ 모델링

삼상 인버터의 DQ 등가회로를 유도하기 위해서 다음과 같이 축을 정의한다.

\*Tree-phase stationary reference frame

$$V_{An}, V_{Lk}, V_{Ck}, I_{Ak}, I_{Ck}, I_{Ok}$$

\*Two-phase synchronously rotating reference frame

$$\widehat{V}_{An}, \widehat{V}_L, \widehat{V}_C, \widehat{I}_A, \widehat{I}_C, \widehat{I}_O$$

\*Two-phase stationary reference frame

$$\widehat{V}_{An}^s, \widehat{V}_L^s, \widehat{V}_C^s, \widehat{I}_A^s, \widehat{I}_C^s, \widehat{I}_O^s$$

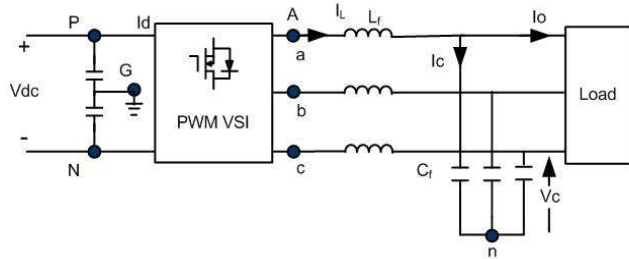


그림 2 3상 VSI 시스템  
Fig. 2 3 phase VSI system

DQ 등가회로를 유도하기 위해 그림 2와 같은 LC 필터를 갖는 삼상 인버터를 고려한다. 키르히호프의 법칙으로부터 식 8에서 식 11을 유도할 수 있다.

$$V_{kn} = V_{Lk} - V_{Ck} \quad (8)$$

$$I_{Ak} = I_{Ck} + I_{Ok} \quad (9)$$

$$L_f \frac{d}{dt} I_{Lk} = V_{Lk} \quad (10)$$

$$C_f \frac{d}{dt} V_{Ck} = I_{Ck} \quad (11)$$

유도된 식 10을 식 8에 대입하면 다음과 같은 유도과정은 통해서 식 14를 얻을 수 있다.

$$L_f \frac{d}{dt} I_{Lk} = V_{kn} - V_{Ck} \quad (12)$$

$$L_f \frac{d}{dt} \widehat{I}_a^s = \widehat{V}_{kn}^s - \widehat{V}_C^s \quad (13)$$

$$L_f \frac{dB}{dt} \widehat{I}_A + L_f s \widehat{I}_A = B \widehat{V}_{kn} - B \widehat{V}_C \quad (14)$$

(단,  $k = a, b, c$ ,  $B = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix}$ )

식 14에서 양변에  $B^{-1}$ 를 곱하면 식 15를 얻을 수 있고 이를 정리하면 식 16을 얻을 수 있다.

$$L_f \omega \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \widehat{I}_A + L_f s \widehat{I}_A = \widehat{V}_{kn} - \widehat{V}_C \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} s I_{Aq} \\ s I_{Ad} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Aq} \\ I_{Ad} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 \\ 0 & 1/L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Aq} - V_{Cq} \\ V_{Ad} - V_{Cd} \end{bmatrix} \quad (16)$$

같은 방법으로 식 11을 식 9에 대입하여 정리하면 식 22를 얻을 수 있다.

$$C_f \frac{d}{dt} V_{Ck} = I_{Ak} - I_{Ok} \quad (17)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \widehat{V}_{Ck}^s = \widehat{I}_A^s - \widehat{I}_O^s \quad (18)$$

$$C_f \frac{d}{dt} B \widehat{V}_C = B \widehat{I}_A - \widehat{I}_O \quad (19)$$

$$C_f \frac{dB}{dt} \widehat{V}_C + C_f B \frac{d}{dt} \widehat{V}_C = B \widehat{I}_A - B \widehat{I}_O \quad (20)$$

$$C_f \omega \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \widehat{V}_C + C_f s \widehat{V}_C = \widehat{I}_A - \widehat{I}_O \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} s & V_{Cq} \\ s & V_{Cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega & \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Cq} \\ V_{Cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C_f & 0 \\ 0 & 1/C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Aq} - I_{Oq} \\ I_{Ad} - I_{Od} \end{bmatrix} \quad (22)$$

유도된 식 16과 식 22로부터 삼상 인버터의 DQ 등가모형을 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

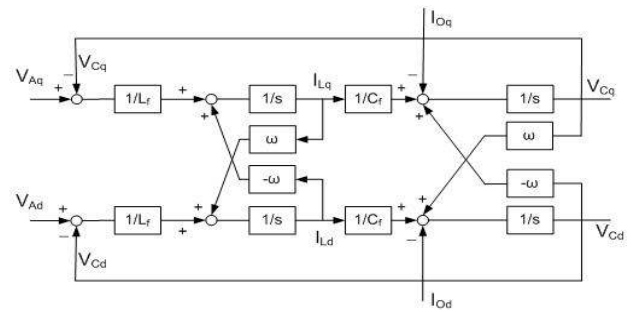


그림 3 3상 인버터의 DQ 등가모델  
Fig. 3 Equivalent model of 3 phase inverter

## 2.3 페루프 비간섭

삼상 VSI 인버터의 경우에는 그림 3에서 보는 바와 같이 두 개의 간섭항이 존재한다. 이러한 간섭항으로 인해서 해석적인 제어를 설계가 어려우므로 페루프 분리방법으로 비간섭 DQ 모델을 얻는다. 비간섭 DQ 모델을 얻기 위해서 d축과 q축의 전달함수를 유도하면 식 24와 식 26을 얻는다.

$$\frac{1}{s C_f} \left\{ (V_{Aq} - V_{Cq}) \frac{1}{L_f} - \omega I_{Ad} \right\} - \omega V_{Cd} = s V_{Cq} \quad (23)$$

$$V_{Cq} = \frac{1}{(s^2 L_f C_f + 1)} (V_{Aq} - \omega L I_{Ad} - s L_f C_f \omega V_{Cd}) \quad (24)$$

$$\frac{1}{s C_f} \left\{ (V_{Ad} - V_{Cd}) \frac{1}{L_f} - \omega I_{Aq} \right\} + \omega V_{Cq} = s V_{Cd} \quad (25)$$

$$V_{Cd} = \frac{1}{(s^2 L_f C_f + 1)} (V_{Ad} + \omega L I_{Aq} + s L_f C_f \omega V_{Cq}) \quad (26)$$

식 24에서는  $-\omega L I_{Ad} - s L_f C_f \omega V_{Cd}$  항이 식 26에서는  $\omega L I_{Aq} + s L_f C_f \omega V_{Cq}$  항이 간섭이 되어있다. 두 간섭항을 제거하기 위해서 그림 3의 (a)와 같이 페루프 분리방법으로 (b)와 같이 간단한 삼상 DQ 등가 모델을 만들 수 있다.

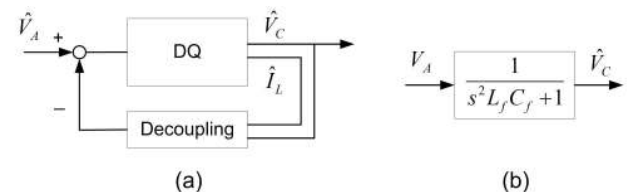


그림 4 (a) 페루프 비간섭 모델 (b) 페루프 비간섭 전달함수  
Fig. 4 (a) Structure of feedback decoupling (b) Transfer function of feedback decoupling model

## 2.4 PID 제어기 설계

페루프 비간섭 분리된 삼상 인버터 모델을 이용하여 그림 5와 같은 시간응답을 만족하는 PID 제어기를 설계한다. 제어기 설계를 위해서 3상 DQ 모델 인버터의 전달함수를 식 27로부터 식 28을 얻을 수 있다. 주파수 응답을 해석하기 위한 루프 전달함수는 식 29와 같이 유도될 수 있다.

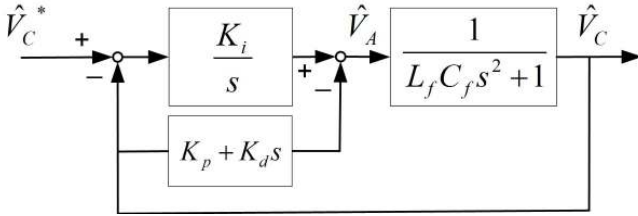


그림 5 3상 DQ 모델 인버터의 PID 제어  
Fig. 5 PID control for 3 phase DQ inverter model

$$\left\{ (\widehat{V}_C^* - \widehat{V}_C) \frac{K_i}{s} - V_C(K_p + K_d s) \right\} G(s) = \widehat{V}_C \quad (27)$$

$$T_d = \frac{V_C}{\widehat{V}_C^*} = \frac{\frac{K_i}{s}}{\frac{1}{G(s)} + K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s} \quad (28)$$

$$= \frac{K_i}{L_f C_f s^3 + K_d s^2 + (K_p + 1)s + K_i}$$

$$T_{ol} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \cdot \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (29)$$

$$= \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{L_f C_f s^3 + s}$$

유도된 페루프 전달함수로부터 특성방정식의  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  값은 특성비 지정법(CRA)으로 얻는다.

## 2.5 시뮬레이션

제안된 삼상 비간섭 DQ 제어기를 Psim으로 시뮬레이션 하였다. 삼상 VSI와 제어기의 사양은 표 1에서와 같다. 시간응답 조건은 오버슈트가 5% 미만이고 정정시간이 8ms 이하이다. 설계된 제어기의 단위 응답은 그림 6에서와 같이 설계조건을 만족하는 것을 보여준다. Psim을 이용한 시뮬레이션 결과를 그림 7에서 보여주고 있다. 그림에서와 같이 제어가 잘 되고 있음을 보여준다. 부하를 50%에서 100%로 변동하여 부하 변화에서도 제어가 잘 되는 것을 알 수 있다.

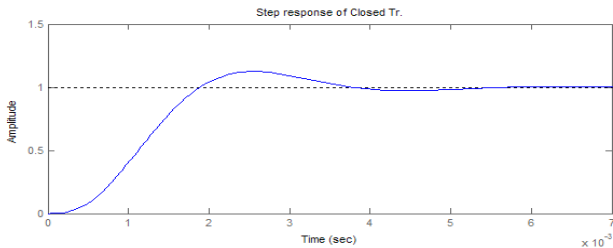
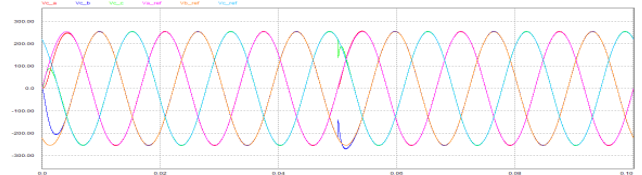


그림 6 3상 DQ 모델 인버터의 단위 응답  
Fig. 6 Unit step response of 3 phase DQ inverter model

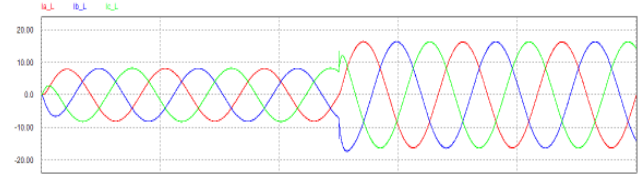
표 1 3상 인버터와 제어기 사양

Table 1 Spec. of 3 phase inverter and controller

3phase VSI spec.		Controller spec.		
Filter	L	6mH	Kp	1.9961
	C	2.2uF	Ki	2996.1
Input Voltage		650V	Kd	0.00049117
Output voltage		220V		



(a)



(b)

그림 7 (a) 삼상 출력전압 (b) 삼상 상전류

Fig. 7 (a) 3 phase Output voltage waveforms (b) 3 phase inductor currents

## 3. 결론

본 논문에서는 시간응답을 만족하는 3상 비간섭 DQ 인버터의 제어기를 설계하고 이를 시뮬레이션을 통하여 성능을 검증하였다. 3상 DQ 변환으로 인한 간섭항을 페루프 비간섭 분리방법으로 제거하여 DC 기준전압으로 제어하는 해석적인 PID 제어기를 설계하였다. 시뮬레이션 결과 부하변동에서도 제어가 안정적으로 동작하는 것을 보였다.

이 연구는 산업자원부와, 에너지관리공단이 지원한 신재생에너지기술개발사업(10kW급 상업용 고분자 전해질 연료전지 시스템 개발)의 일환으로 수행되었습니다.

## 참고 문헌

- [1] M. Milosevic, G. Andersson and S. Grabic, "Decoupling Current Control and Maximum Power Point Control in Small Power Network with Photovoltaic Source," *IEEE Proc.*, on Power Systems Conference and Exposition, pp. 1005–1011, 2006.
- [2] Y.T. Woo, J.S. Kim and Y.C. Kim, "Digital Control of UPS Inverter with Time Response Specifications," *KIEE Trans.*, on *Electrical Machinery and Energy Conversion Systems*, vol. 5-B, No. 2, pp. 196–203, 2005.