

CRA를 이용한 인버터 강인제어기 설계

이진목, 박가우, 이재문, 정현선, 노세진, 최재호
충북대학교

Rubust controller for inverter using CRA

Jinmok Lee, Gawoo Park, Jaemoon Lee, Hunsun Jung, Sejin Noh, Jaeho Choi
Chungbuk National University

ABSTRACT

This paper proposes a robust digital controller for PWM voltage source inverter using CRA method. The usual inverter controller for the operation of constant voltage and constant frequency consists of a double looped PI controller for the outer voltage controller and the inner current controller, of which the order of characteristic polynomial is high and so the gain tuning is difficult. Considering the limited switching frequency of the devices and sampling frequency of the digital controller, the gain tuning is usually based on the engineering experiences with the try and error method. In this paper, the error-space approach is used to get the system model including the controller with low order, and the characteristic ratio assignment (CRA) method is proposed for the design of robust controller which has the advantage to design the optimal gain to meet the referenced response and overshoot within the limit range. The PSiM simulation and experience results are shown to verify the validity of the proposed controller.

1. 서론

일반적으로 UPS나 신재생에너지의 전력변환에 적용되는 인버터는 일정한 전압과 주파수로 동작하는 VSI PWM 인버터이다. 이러한 인버터의 제어기는 내부루프의 전류제어기와 외부루프의 전압제어기의 2중 루프로 구성되며, PI제어기를 사용하여왔다^[1,2]. 그러나 이러한 방법은 제어기의 파라미터 값을 찾는 데 많은 어려움이 있으며 부하의 변동 및 시스템 파라미터 변동 등의 변화에 따른 강인한 제어기 설계 또한 어려웠다. 특히 과도상태의 제어의 문제의 특징인 오버슈트와 응답시간의 제어는 더욱 더 어려웠다. 전달함수 모델이 주어진 상태이더라도 동특성을 해석하거나 설계할 수 있는 극과 영점의 위치를 이용한 방법이나 주파수 응답특성과 시간응답 특성의 관계성을 이용한 방법은 실제적인 제어기 설계에서는 적용하기 힘들기 때문에 과도응답의 설계조건을 만족하며 외란에 강인한 저차 제어기의 설계를 위해 특성비 지정법 (Characteristic Ratio Assignment: CRA)을 이용하여 강인한 연료전지 인버터의 제어기를 설계한다^[3,4]. 설계한 제어기를 삼상 인버터 시스템에 적용하여 부하의 변화에 의한 시뮬레이션 및 실험을 진행하여 제어기의 강인성을 보였다.

2. 특성비 지정법

특성비 지정법 (CRA)은 전달함수의 특성비를 지정하는 방법으로 선형 시스템에서 전달함수가 식 (1)와 같이 고려할 수 있을 때 특성비를 식 (2)과 같이 정의하고 시정수를 식 (3)과 같이 정의할 수 있다.

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

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

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

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

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

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

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

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

(단, $k=2, \dots, n-1$)

이 때 전달함수는 α_1 이 증가할수록 고주파 대역에서의 $|G(s)|$ 의 감쇠 기울기는 둔화되는 특성으로 스텝응답의 오버슈트를 줄일 수 있으며 제동비는 증가하게 된다. 이러한 특성을 가지고 원하는 제동 특성과 응답 속도를 갖는 제어기를 구성할 수 있다.

3. 인버터 제어기 설계

일반적으로 UPS나 신재생에너지로부터 얻은 전력을 변환하는 인버터는 2중 제어 루프를 가지는 PWM 인버터이다. 이러한 2중 루프를 가지는 인버터 시스템의 제어기를 설계하기 위해서 내부루프(전류제어기)를 먼저 설계하고 외부루프(전압제어기)를 설계하는 오차 공간 접근법에 의해 설계한다.

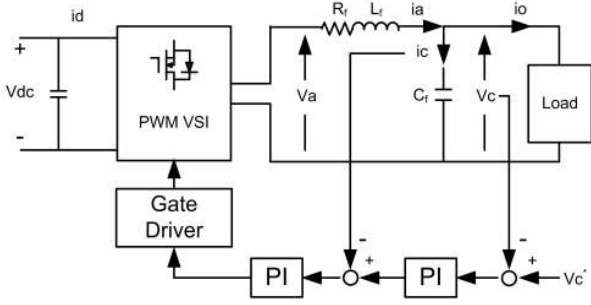


그림 1 단상 인버터 시스템
Fig. 1 Single phase inverter system

그림 1은 의 단상 인버터 시스템을 나타내고 있다. 이러한 구조로부터 입력과 출력관계로 부터 식 (8)과 식 (9)를 얻을 수 있다.

$$I_c = I_a - I_o \quad (8)$$

$$I_a = \frac{1}{L_f s + R_f} (V_a - V_c) \quad (9)$$

식 (8)과 식 (9)로 부터 인버터 제어기 설계를 위한 상태 변수를 i_c 와 v_c 로 정의하고 상태변수 x_1 과 x_2 에 대해 전개하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_f}{L_f} x_1 - \frac{1}{L_f} x_2 + \frac{1}{L_f} v_a - (\dot{i}_o + \frac{R_f}{L_f} i_o) \quad (10)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_f} x_1 \quad (11)$$

기준 신호 v_c^* 는 주파수 ω_0 [rad/sec]를 갖는 사인 파형이므로 식 (12)를 만족한다. 이때 추종 오차를 0으로 만드는 제어기의 설계를 위한 오차 상태방정식을 식 (13)과 (14)로 정의한다. 페루프 시스템의 특성다항식은 식(15)과 같이 구할 수 있다.

$$\ddot{v}_c + \omega_0^2 v_c^* = 0 \quad (12)$$

$$\dot{z} = Az + B\mu \quad (13)$$

$$\mu = -[k_1 \ k_2 \ K_0] \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \xi \end{bmatrix} = -Kz \quad (14)$$

(단, $K_0 = [k_3 \ k_4]$, $z = [e \ \dot{e} \ \xi]^T$, $\xi \equiv \ddot{x} + \omega_0^2 x$, $\mu \equiv \ddot{u} + \omega_0^2 u$)

$$\Delta_c(s) = |Si - (A - BK)| \quad (15)$$

플랜트 상태방정식 식 (10)과 (11)를 오차 상태방정식 식 (13)과 (14)에 대입하여 페루프시스템의 상태방정식을 식 (16), (17), (18)과 같이 유도한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \ddot{e} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_0^2 & 0 & -H \\ 0 & 0 & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ G_u \end{bmatrix} \mu \quad (16)$$

$$y_e = [0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \xi \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$z = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \xi \end{bmatrix} \quad (18)$$

이 때 페루프 시스템의 특성다항식은 식 (19)와 같이 얻을 수 있다.

$$\Delta_c(s) = s^4 \left(\frac{R_f}{L_f} + \frac{k_3}{L_f} \right) s^3 + \left\{ \frac{1}{C} \left(\frac{1}{L_f} + \frac{k_4}{L_f} \right) + \omega_0^2 \right\} s^2 + \left\{ -\frac{k_1}{L_f C_f} + \frac{\omega_0^2}{L_f C_f} + \frac{\omega_0^2 k_4}{L_f C_f} \right\} \quad (19)$$

CRA를 이용한 제어기 설계를 위한 목적 다항식을 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta_c^*(s) = s^4 + \delta_3 s^3 + \delta_2 s^2 + \delta_1 s + \delta_0 \quad (20)$$

이 때 $\Delta_c(s) \equiv \Delta_c^*(s)$ 를 만족하도록 하는 인버터 제어기 파라미터 $K = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4]$ 를 설계한다.

식 (14)로 부터 입출력 신호의 오차에 대한 상태 변수의 관계를 다음과 같이 유도한다.

$$\mu = \ddot{u} + \omega_0^2 u = -k_1 e - k_2 \dot{e} - k_3 \xi - k_4 \dot{\xi} \quad (21)$$

$$(u + k_3 x_1 + k_4 x_2)'' + \omega_0^2 (u + k_3 x_1 + k_4 x_2) = -k_1 e - k_2 \dot{e} \quad (22)$$

이 때, 제어기를 관측기 구조로 설계하기 위하여 $u + k_3 x_1 + k_4 x_2$ 를 η 로 정의하면 식 (22)는 식 (23), (24)와 같이 나타 낼 수 있다.

$$s^2 \eta(s) + \omega_0^2 \eta(s) = -(k_2 s + k_1) e(s) \quad (23)$$

$$s^2 \eta(s) = -\omega_0^2 \eta(s) - k_1 e(s) - k_2 s e(s) \quad (24)$$

식 (24)에서 다음과 같이 정의하면 식 (26)과 같이 나타낼 수 있으며 $\eta_2(s) = \eta(s)$ 라 하면 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_1(s) = s^{-1} [-\omega_0^2 \eta_2(s) - k_1 e(s)] \quad (25)$$

$$\eta(s) = s^{-1} [-k_2 e(s) + \eta_1(s)] \quad (26)$$

$$s \eta_2(s) = -k_2 e(s) + \eta_1(s) \quad (27)$$

식 (25)와 (27)를 상태방정식으로 나타내면 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 \\ -k_2 \end{bmatrix} e \quad (\text{단, } \eta = \eta_2) \quad (29)$$

제어기 파라미터 값을 얻기 위해서 식 (10), (11)을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x &= Fx + Gu + G_1w \\ y &= Hx \end{aligned} \quad (30)$$

식 (30)에서 $w=0$, 즉 외란의 영향이 없다고 가정할 때 내부 페루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{pc} = \frac{y(s)}{\eta_2(s)} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R_f}{L_f} + \frac{k_3}{L_f}\right)s + \frac{k_4 + 1}{L_f C_f}} \quad (31)$$

따라서, 내부 루프에 의해 결정되는 전달함수는 2차의 특성 다항식으로 표현되며 2개의 제어기 계수 $K_o = [k_3 \ k_4]$ 에 의해 설계되며 α 와 τ 의 관계는 식 (23)와 같으며 k_3 , k_4 도 이와 같은 방법으로 얻을 수 있다.

$$\alpha_{i1} = \frac{C_f(R_f + k_3)^2}{L_f(k_4 + 1)}, \quad \tau_i = \frac{C_f(R_f + k_3)}{(k_4 + 1)}$$

4. 시뮬레이션 및 실험

삼상 인버터의 사양이 표 1과 같다. LC 필터는 3mH, 100uF이며 저항부하의 크기는 30-15Ω로 가변하였으며, 스위칭 주파수는 5kHz이다.

표 1 전력송전 시스템 상수의 P.U.값

Table 1 Per unit values of the system parameters

System parameter		Value
Filter	Inductance (L _f)	3mH
	Resistance (R _f)	0.01Ω
	Capacitance (C _f)	100uF
Reference voltage		50Vpeak
DC-link voltage		300V
Resistance load		30 - 15Ω
Switching and Sampling frequency		5kHz

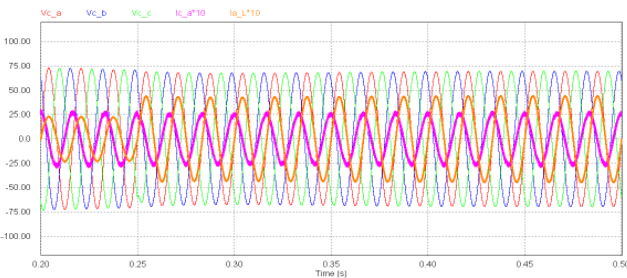


그림 2 삼상 커패시터 전압, 커패시터 전류, 인덕터 전류
Fig. 2 Waveforms of Vc_a, Vc_b, Vc_c, Ic_a and IL

Psim을 이용한 시뮬레이션에서의 커패시터 전압은 그림 3과 같이 나타난다. 초기에 30Ω의 저항부하로 운전하고 0.25s에서 15Ω로 부하를 변화하였다. 그림 3에서 보는 바와 같이 커패시터 전압은 안정적이었다.

그림 4에서 보는 것과 같이 실제 실험 파형에서는 과도상태가 존재하나 오버슈트가 없으며 빠른 응답을 가지고 있다.

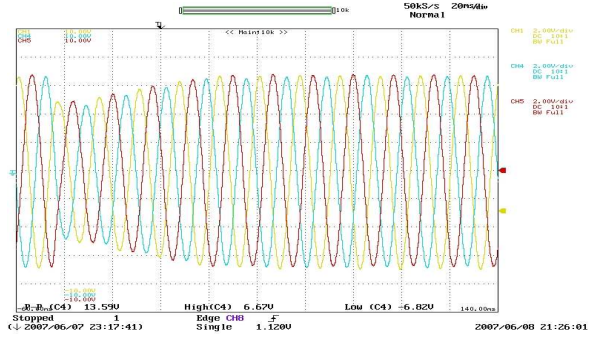


그림 3 삼상 커패시터 전압 파형
Fig. 3 Capacitor voltage waveforms of three phase

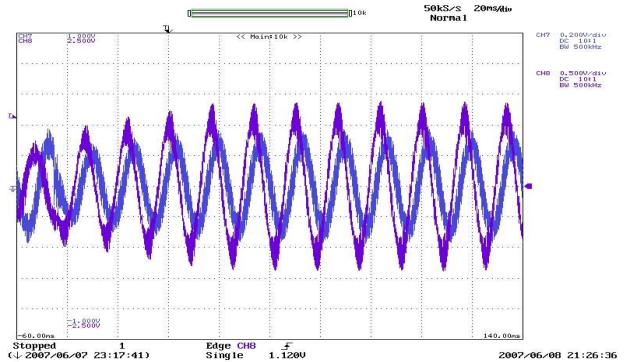


그림 4 Ch7: 커패시터 전류, Ch8: 인덕터 전류의 파형
Fig. 4 Waveforms of Ch7: capacitor current (Ic) and Ch8: inductance current (IL)

5. 결론

본 논문에서는 CRA를 이용하여 제어기를 설계하였다. 설계한 제어기는 파라미터 값을 해석적으로 구할 수 있으며 낮은 오버슈트와 응답이 빠르다. 3상의 부하 변동 실험을 통하여 제어기의 강인성을 보였다.

이 논문은 산업자원부의 신재생에너지기술개발 사업연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] M. Carpita, M. Mazzucchelli, S. Savio, and G. Sciotto, "A New Control System for UPS Using Hysteresis Comparator," IEEE. 1987.
- [2] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, "A high Performance Sine Wave Inverter Controller with Capacitor Current Feedback and "Back-EMF" Decoupling," in Conf. Rec. IEEE PESC'95, pp. 507-513, 1995.
- [3] J. Kim, Design of Output Filter and Controller for UPS Inverter, Ph. D. Dissertation in Chungbuk National University, 2001.
- [4] Y. T. Woo and Y. C. Kim, "Digital Control of a Single-Phase UPS Inverter for Robust AC-Voltage Tracking," in Conf. Rec. IEEE IECON'2004, vol. 2, pp. 1623-1628, 2004.