

적응 궤환 선형화를 이용한 3상 AC/DC 전압원 컨버터 제어

(Adaptive Feedback Linearization Control of Three-Phase AC/DC Voltage-Source Converter)

박영환* · 박장현 · 강문호

(Young-Hwan Park · Jang-Hyun Park · Moon-Ho Kang)

요 약

본 논문에서는 3상 AC/DC 컨버터의 적응 입력력 선형화와 영점 동특성식 제어 기법을 제안한다. 컨버터 출력 dc전압이 단위 역률을 유지하도록 회전 d-q 프레임의 q축 전류가 영의 값으로 유지되고 출력전압은 주어진 기준전압 V_r 을 추종하도록 제어된다. 제안된 제어기법은 적응 프로세스를 이용해 파라미터 불확실성과 부하 전류 변화에 대해 견실하다. 제안된 제어 기법의 효용성과 타당성을 보이기 위해 시뮬레이션 연구가 수행되었다.

Abstract

In this paper, an adaptive input-output linearization and zero dynamics control of three phase AC/DC converter are proposed. For achieving output dc voltage regulation with unity power factor, the q-axis current of the rotating d-q frame is regulated to zero and the output dc voltage is controlled to track a given reference voltage V_r . The proposed scheme is robust to the parametric uncertainty and load current of the converter due to the adaptation process. The simulation results are presented to illustrate the performance and feasibility of the proposed control scheme.

Key Words : adaptive input-output linearization, AC/DC converter

1. 서 론

그동안 PWM 컨버터에 대한 제어기법으로는 많은 방법들이 사용되었다. 많은 논문들[1-3]에서 계통을 선형 근사화시킨 모델을 사용하였는데 이들의

단점은 제한된 동작 영역에서만 제어기의 성능을 보장받을 수 있다는데 있다. 따라서 전역 안정성과 향상된 과도응답 특성을 보장받기 위해 여러 가지 제어기법들이 모색되었는데 최근 20여년간 활발히 연구되어온 궤환 선형화 기법(feedback linearization)을 PWM 컨버터 제어에 적용하는 연구들이 시도된 바 있다[4-7]. Lee[7]의 연구는 입력력 선형화(input-output linearization) 기법에 Lur[8]의 개념을 도입함으로써 부하 변동이나 PWM 컨버터 파라미터 불확실성에 강인한 제어기를 제안하였다. 그러

* 주저자 : 충주대학교 정보제어공학과 부교수

Tel : 043-841-5328, Fax : 043-841-5320

E-mail : pyh@mail.chungju.ac.kr

접수일자 : 2006년 1월 2일

1차심사 : 2006년 1월 3일

심사완료 : 2006년 1월 19일

나 [7]에서는 동특성식에 포함된 미지의 비선형 함수의 기울기(slope) 범위에 대한 정보를 미리 알아야 하는 제한이 따랐다. 따라서 본 논문에서는 이와 같이 비선형 함수에 대한 정보 없이도 [9-10]에서 제시된 적응 입출력 선형화 기법을 도입하여 [7]에서와 동일하게 PWM 컨버터 파라미터 불확실성과 부하 변동에 강인한 제어를 제안하며 제안된 제어기의 성능은 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

2. PWM컨버터 모델 및 제어기 설계

2.1 PWM AC/DC 컨버터 모델

본 논문에서 다루는 AC/DC PWM 컨버터 회로는 그림 1과 같고 모델은 Park의 변환[11]을 거치면 회전 d-q 프레임 상에서의 동특성식 (1)로 나타낼 수 있다[3].

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{1}{2L}x_3u_d + \frac{E_m}{L} \\ \dot{x}_2 &= \omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 - \frac{1}{2L}x_3u_q \\ \dot{x}_3 &= \frac{3}{4C}(x_1u_d + x_2u_q) - \frac{1}{C}i_L \end{aligned} \quad (1)$$

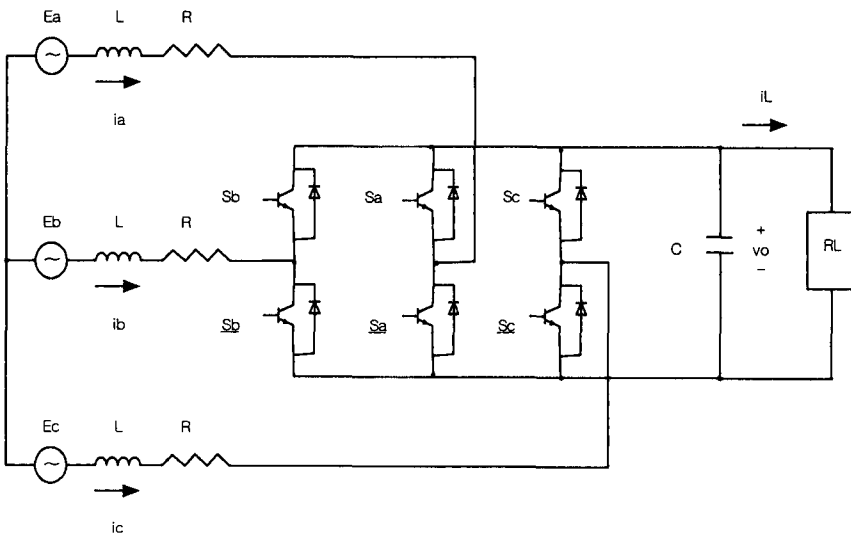


그림 1. 3상 PWM AC/DC 컨버터
Fig. 1. Three phase PWM AC/DC converter

여기서 E_m : 상전압 크기

C : dc측 필터 커패시터

R, L : boosting 인덕터의 인덕턴스 및 커패시턴스

$x = [x_1 x_2 x_3]^T = [i_d i_q v_o]^T$: 상태벡터

$u = [u_d u_q]^T$: 제어 입력 벡터

이고 제어 입력 벡터의 원소 u_d, u_q 는 그림 1의 스위치 $S_a, \overline{S}_a, S_b, \overline{S}_b, S_c, \overline{S}_c$ 의 스위칭 함수를 동기회전 d-q좌표에서 표현한 것이다[7]. 제어 목적은 부하 i_L 의 변동이나 파라미터 R, E_m 등의 불확실성에도 불구하고 단위 역률(unity power factor)을 위하여 $i_d = 0$ 을 유지하면서 출력전압 v_o 를 원하는 값으로 제어하는 것이다.

2.2 적응 입출력 선형화 제어기 설계

AC/DC 컨버터 식 (1)의 벡터행렬식 표현은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f_c(x) + g_c(x)u, \\ x &\in R^3, u \in R^2 \end{aligned} \quad (2)$$

적용 계관 선형화를 이용한 3상 AC/DC 전압원 컨버터 제어

여기서

$$f_c(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} - \omega x_2 + \frac{E_m}{L} \\ \omega x_1 - \frac{R}{L} x_2 \\ -\frac{1}{C} i_L \end{bmatrix},$$

$$g_c(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} x_3 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L} x_3 \\ \frac{3}{4C} x_1 & \frac{3}{4C} x_2 \end{bmatrix}$$

이다. 계통 출력을 [7]에서와 같이 $y = [y_1 y_2]^T = [i_d i_q]^T = [\phi_1(x) \phi_2(x)]^T$ 로 선정하고 R, ω, E_m 등을 변화하는 파라미터 a, b, c 로 각각 선정하면 (공칭값은 각각 a_N, b_N, c_N) PWM 컨버터 식 (1), (2)는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\dot{x} = f(x) + g_d(x)u_d + g_q(x)u_q + p_1 f_1(x) + p_2 f_2(x) + p_3 f_3(x) \quad (3)$$

$$y = [y_1 \ y_2]^T = [i_d \ i_q]^T = [x_1 \ x_2]^T$$

여기서

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} a_N x_1 - b_N x_2 + \frac{1}{L} c_N \\ b_N x_1 - \frac{1}{L} a_N x_2 \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}$$

$$g_d(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} x_3 \\ 0 \\ \frac{3}{4C} x_1 \end{bmatrix}$$

$$g_q(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{2L} x_3 \\ \frac{3}{4C} x_2 \end{bmatrix}, \quad f_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} x_1 \\ \frac{1}{L} x_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$f_2(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ -x_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad f_3(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$p_1 = (a_N - a), \quad p_2 = (b_N - b), \quad p_3 = (c - c_N)$$

이고 p_1, p_2, p_3 는 파라미터 불확실성을 나타내는 항들이 된다. 그리고 출력 y_1, y_2 의 시간미분은 다음과 같다[10].

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f \phi_1(x) + L_{g_d} \phi_1(x) u_d + p_1 L_{f_1} \phi_1(x) \\ &\quad + p_2 L_{f_2} \phi_1(x) + p_3 L_{f_3} \phi_1(x) \\ \dot{y}_2 &= L_f \phi_2(x) + L_{g_d} \phi_2(x) u_q + p_1 L_{f_1} \phi_2(x) \\ &\quad + p_2 L_{f_2} \phi_2(x) \end{aligned} \quad (4)$$

이제 제어 입력 벡터 u 를 다음과 같이 선정한다.

$$u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \begin{bmatrix} \xi_1 + r_1 \\ \xi_2 + r_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_d} \phi_1(x) & 0 \\ 0 & L_{g_d} \phi_1(x) \end{bmatrix}$$

$$\xi_1 = -L_f \phi_1(x) - \widehat{p}_1 L_{f_1} \phi_1(x) - \widehat{p}_2 L_{f_2} \phi_1(x) - \widehat{p}_3 L_{f_3} \phi_1(x)$$

$$\xi_2 = -L_f \phi_2(x) - \widehat{p}_1 L_{f_1} \phi_2(x) - \widehat{p}_2 L_{f_2} \phi_2(x)$$

이고 $\widehat{p}_1, \widehat{p}_2, \widehat{p}_3$ 는 적응칙(adaptive law)에 의해 추정되어질 p_1, p_2, p_3 의 추정값이다. 그리고,

$$r_1 = -k_d y_1 + k_d r_{1ref} \quad (6)$$

$$r_2 = -k_q y_2 + k_q r_{2ref}$$

$r_{1ref} = I_d^*$, $r_{2ref} = 0$ 으로 선정한다. I_d^* 는 i_d 의 정상상태값을 의미하며 PWM컨버터식 (1)에서 정상상태 ($\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = \dot{x}_3 = 0$)에서 단위역률 ($i_q = 0$)과 $v_o = V_r$ 이 달성되었을 때 i_d 의 정상상태값 I_d^* 와 V_r 사이에는 다음 (7)의 관계가 성립됨을 [7]에서 입증하였다. 이것은 정상상태에서 단위

역률이 달성되고 i_d 값이 (7)로 안정화될 경우 $v_o = V_r$ 이 얻어질 수 있음을 의미한다.

$$I_d^* = \frac{1}{2} \left[\frac{E_m}{R} - \sqrt{\left(\frac{E_m}{R}\right)^2 - \frac{8V_r I_L}{3R}} \right] \quad (7)$$

본 논문에서는 부하전류 I_L 은 측정치를 사용하고, R, E_m 은 미지의 파라미터로 생각하여 \hat{p}_1, \hat{p}_3 로부터 추정치 \hat{R}, \hat{E}_m 을 구하여 사용한다. 이들 추정치를 (7)에 사용하여 I_d^* 의 추정치 \hat{I}_d^* 을 구한다. 따라서 r_{1ref}, r_{2ref} 는 다음과 같은 값을 사용한다.

$$r_{1ref} = \hat{I}_d^*, \quad r_{2ref} = 0$$

제어입력식 (5)를 (4)에 대입하면, 폐루프 계통식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{y}}_1 \\ \dot{\hat{y}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (p_1 - \hat{p}_1)L_{f_1}\phi_1(x) + (p_2 - \hat{p}_2)L_{f_2}\phi_1(x) \\ + (p_3 - \hat{p}_3)L_{f_3}\phi_1(x) - k_d y_1 + k_d r_{1ref} \\ (p_1 - \hat{p}_1)L_{f_1}\phi_2(x) + (p_2 - \hat{p}_2)L_{f_2}\phi_2(x) \\ - k_q y_2 + k_q r_{2ref} \end{bmatrix}$$

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{3L}{2C} \frac{x_1}{x_3} \left\{ \frac{1}{L} \hat{a}x_1 - \frac{1}{L} \mathcal{C} \right\} - \frac{1}{C} i_L$$

여기서 $\hat{a} \equiv a_N - \hat{p}_1, \hat{b} \equiv b_N - \hat{p}_2, \hat{c} \equiv c_N + \hat{p}_3$ 이고 \hat{x}_3 은 영점 동특성식으로서 $\hat{a} \rightarrow a, \hat{c} \rightarrow c$ 이면 안정한 평형점(equilibrium point) $x_3 = V_r$ 을 갖는 다음 식 (9)가 된다[7].

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{1}{R_L C x_3} (V_r^2 - x_3^2) \quad (9)$$

이제 출력 y_1, y_2 가 추종해야 할 기준 모델을 다음과 같이 선정한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{y}}_{1m} \\ \dot{\hat{y}}_{2m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_d y_{1m} + k_d r_{1ref} \\ -k_q y_{2m} + k_q r_{2ref} \end{bmatrix} \quad (10)$$

그리고 출력 추종 오차를 다음과 같이 선정하자.

$$e = (y_1 - y_{1m} \quad y_2 - y_{2m})^T \quad (11)$$

그러면 추종오차 동특성식은 다음과 같다.

$$\dot{e} = Ke + We_p \quad (12)$$

여기서

$$K = \begin{bmatrix} -k_d & 0 \\ 0 & -k_q \end{bmatrix},$$

$$W = \begin{bmatrix} L_{f_1}\phi_1(x) & L_{f_2}\phi_1(x) & L_{f_3}\phi_1(x) \\ L_{f_1}\phi_2(x) & L_{f_2}\phi_2(x) & 0 \end{bmatrix}$$

$$e_p = (e_{p_1} \quad e_{p_2} \quad e_{p_3})^T \\ = (p_1 - \hat{p}_1 \quad p_2 - \hat{p}_2 \quad p_3 - \hat{p}_3)^T$$

이고 e_p 는 파라미터 추종오차 벡터이다. 이제 다음 Lyapunov방정식에 대해 양의 한정 대칭 행렬(positive definite symmettive)로 $Q = I$ (단위 행렬)을 선정하면,

$$K^T P + PK = -Q \quad (13)$$

P 는 다음과 같이 정해진다.

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2k_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2k_q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

그리고 다음과 같은 Lyapunov 후보 함수를 선정하자.

$$V = e^T P e + e_p^T \Gamma e_p$$

여기서 Γ 는 양의 한정 대칭 행렬이고 $\Gamma = I$ 로 하고 dV/dt 를 구해보면,

$$\frac{dV}{dt} = e^T Q e + 2e_p^T [w^T P e + \Gamma \frac{de_p}{dt}] \quad (15)$$

따라서 적응 알고리즘 식을 다음 (16)으로 선정하면

적용 궤환 선형화를 이용한 3상 AC/DC 전압원 컨버터 제어

$$\frac{de_p}{dt} = -\Gamma^{-1}\omega^T P e \quad (16)$$

$dV/dt \leq 0$ 이고 (15), (16)은 [9]에 따르면 다음을 보장한다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (17)$$

(12), (16) 계통은 PE(Persistence Excitation)조건을 만족함을 해석적으로 보이기 어려운 계통이다. 그러나 컨버터의 경우 스위칭 입력 펄스와 실제 선전류에 포함된 잡음 리플 등에 충분한 대역의 주파수가 포함되어 있으므로 PE조건을 위해 정현파나 펄스열 형태의 입력을 따로 넣을 필요가 없으며 시뮬레이션 결과, 파라미터 추정에서 벡터 e_p 가 영으로 수렴하지는 않지만 \hat{p}_1, \hat{p}_3 로부터 얻어지는 추정치 \hat{I}_d^* 는 I_d^* 를 정확히 추정함을 확인할 수 있었다 (그림 3). 따라서 (16)으로부터 $\lim_{t \rightarrow \infty} i_d = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} i_d = I_d^*$ 가 보장되고 [7]에 의하면 $\lim_{t \rightarrow \infty} i_d = I_d^*$ 는 영점 동특성식(x_3 의 동특성식)의 상태변수 x_3 가 안정적인 평형점 V_r 로 수렴함을 보장한다. 즉 PWM 컨버터 출력전압 v_o 는 다음과 같다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_o = V_r \quad (18)$$

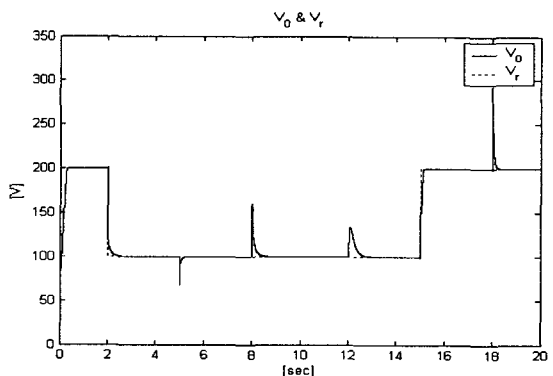
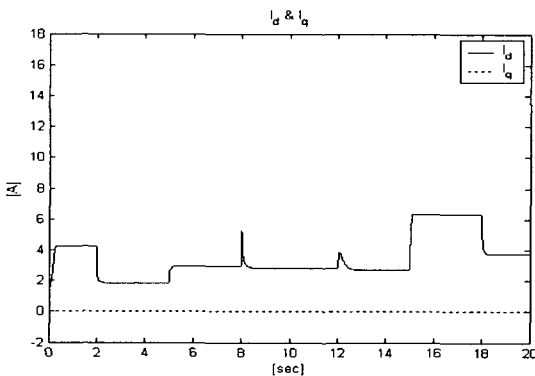


그림 2. d축, q축 전류와 출력전압(i_d, i_q, v_o)
Fig. 2. The currents i_d, i_q and output voltage v_o .

3. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용한 PWM 컨버터의 사양은 다음 표 1과 같다[7].

표 1. PWM 컨버터 파라미터
Table 1. The parameters of the PWM converter

E_m	80[V]
V_r	200[V]
L	5[mH]
R	3[Ω]
C	690[μF]
ω	120[π rad/s]

시뮬레이션은 표 2와 같이 출력전압의 지령치 V_r 과 부하 i_L , 저항 R , 상전압 크기 E_m 이 변화하는 것으로 가정하여 수행하였다.

표 2. V_r, i_L, R 과 E_m 의 변화
Table 2. The variation of V_r, i_L, R and E_m

시간[sec]	V_r [V]	i_L [A]	R [Ω]	E_m [V]
0	200	2	4	80
2	100			
5		3		
8				82
12			3	
15	200			
18		2		

그림 2는 PWM 컨버터의 d축, q축 전류 i_d, i_q 와 출력전압 v_o 를, 그림 3은 실제의 R, E_m 과 각각의 추정값 그리고 부하 i_L 의 변동을 보여주고 있다. 그림 2에서 부하전류 i_L 과 저항 R , 상전압의 크기 E_m 이 변화함에도 불구하고 단위역률($i_q = 0$)과 출력전압 v_o 의 기준치 추종이 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그림 3에서는 R 과 E_m 의 추정값 \hat{R}, \hat{E}_m 은 R, E_m 과 근소한 차이를 나타내지만 I_d^* 의 추정값 \hat{I}_d^* 은 I_d^* 를 정확히 추정함(소숫점 아래 4 자리까지 정확히 일치)을 알 수 있고, I_d^* 가 정확히 추정됨으로 인해서 v_o 가 기준치 V_r 을 정확히 추종하는 결과를 얻을 수 있었다.

4. 결 론

이상에서 보인 바와 같이 본 논문에서는 PWM AC/DC 컨버터에 적응 위환선형화 기법을 적용하여 부하변동이나 컨버터 파라미터 불확실성에도 불구하고 단위 역률을 유지하며, 컨버터 출력전압이 기준치를 추종하도록 하는 강인한 제어를 설계하였고, 시뮬레이션을 통해 그 유효성을 확인하였다. 또한 표 2에서와 부하 i_L 이 변화하는 상황임에도 불구하고 컨버터 출력전압이 규정된 값으로 잘 유지됨을 확인할 수 있었다. 기존의 방식 [7]에서는 불확실한 비선형 함수에 대한 기울기(slope) 범위에 대한 정보를 미리 알아야 하는 제한이 따랐으나, 본 논문에서는 이와같이 비선형 함수에 대한 정보없이도 적응

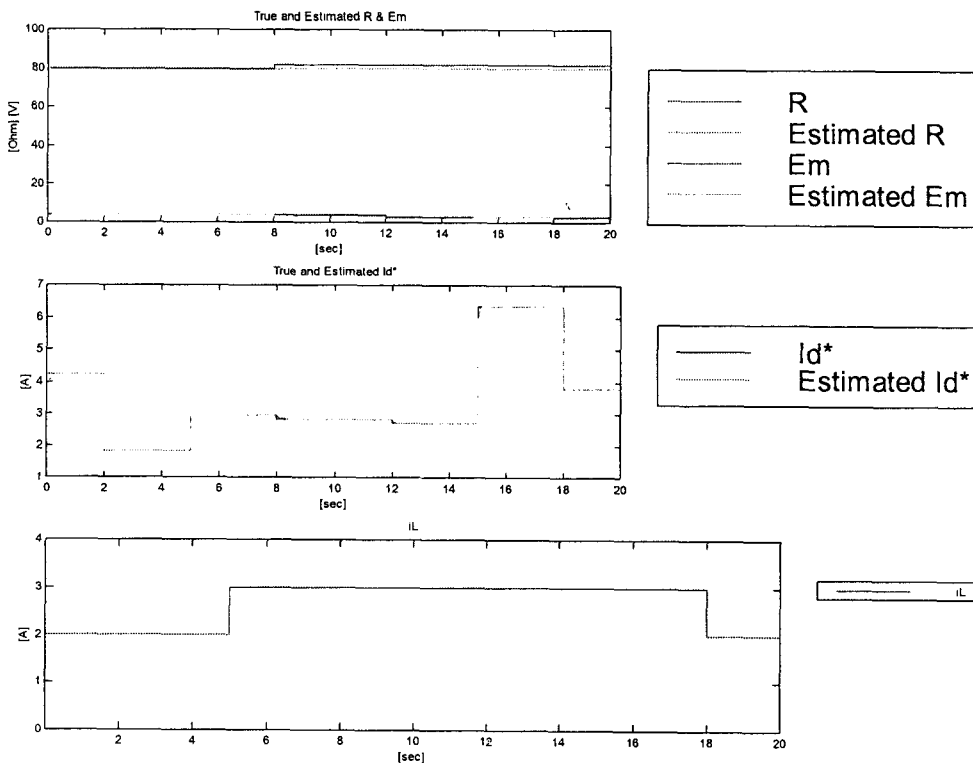


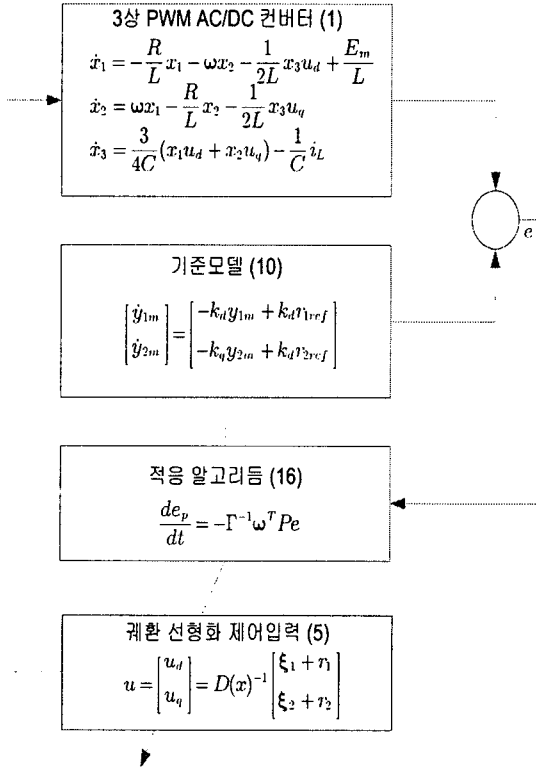
그림 3. I_d^* 와 컨버터 파라미터들의 실제값과 추정값

Fig. 3. True and estimated values of I_d^* and converter parameters

적응 궤환 선형화를 이용한 3상 AC/DC 전압원 컨버터 제어

입출력 선형화 기법을 도입하여 [7]에서와 동일한 성능을 발휘하는 강인한 제어를 제안하였다.

〈부록〉 전체 계통도



본 연구는 충주대학교 교내 학술연구비 지원에 의해 이루어 졌음.

References

- [1] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boot type three phase rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 35, pp. 508-515, Aug. 1988.
- [2] P. Verdelho and C. D. Marques, "DC voltage control and stability analysis of PWM voltage-type reversible rectifiers," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, pp. 263-273, Apr., 1998.
- [3] V. Blasco and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 116-123, Jan. 1997.
- [4] P. Rioual, H. Poulquen, and J. P. Louis, "Non-linear control of PWM rectifier by feedback linearization and exact PWM control," in Proc. IEEE PESC'94Conf., June

- 1994, pp. 1095-1102.
- [5] D.-C. Lee, G.-M. Lee, and K.-D. Lee, "DC-bus voltage control of three phase ac/dc PWM converters using feedback linearization," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 826-833, May 2000.
- [6] D.-C. Lee, "Advanced nonlinear control of three phase pwm rectifiers," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 147, no. 5, pp. 361-366, Sept. 2000.
- [7] Tzann-Shin Lee, "Input-Output Linearization and Zero-Dynamics Control of Three-Phase AC/DC Voltage-Source Converters," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 1, Jan. 2003.
- [8] L. J. T. Crujic and B. Porter, "Continuous-time tracking systems incorporating Lur's plant with single nonlinearities," Int. J. Contr., vol. 27, no. 11, pp. 1153-1163, 1980.
- [9] S. S. Sastry, "Adaptive Control of Linearizable Systems," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 34, no. 11, pp. 1123-1131, Nov. 1989.
- [10] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 38, nO. 2, pp. 208-221, Feb. 1993.
- [11] B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2001.

◇ 저자소개 ◇

박영환 (朴永煥)

1961년 1월 28일생. 1986년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 충주대학교 정보 제어공학과 부교수.

박장현 (朴張鉉)

1972년 1월 24일생. 1995년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 목포대학교 제어 시스템공학과 조교수.

강문호 (康文浩)

1964년 7월 13일생. 1988년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년 12월~1997년 9월 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년 10월~현재 선문대학교 제어계측공학과 부교수.