

CRA 기법을 이용한 PWM 컨버터의 강인제어기 설계

金秀哲^{*}, 金炯哲^{**}, 崔載昊[†], 鄭敎範^{***}

CRA Based Robust Controller Design for PWM Converter

Soo-Cheol Kim, Hyung-Chul Kim, Jae-Ho Choi and Gyo-Bum Chung

요 약

본 논문에서는 PWM 컨버터의 강인제어기를 제안한다. 제안된 컨버터제어기는 DC 출력전압 제어를 위한 PI 제어기와 입력전류를 전원과 동상인 정현파로 제어하기 위해 오차공간에서 제어 문제를 해결한 전류제어기로 구성되어 있다. 종래에는 전류제어기의 설계과정에서 소자의 스위칭주파수 및 디지털제어기의 샘플링 주파수 등을 고려하여 제어기 게인값에 대한 해를 구하는 과정에서 시행착오 방법을 사용하여야 했다. 그러나 제안된 제어기는 CRA 기법을 적용하여 원하는 응답속도 및 오버슈트를 가지도록 최적의 게인값을 설정하도록 하였다. 먼저 CRA 기법을 적용한 전류제어기 알고리즘을 설명하고 PSiM 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 제어기의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper, a robust controller for PWM converter is proposed. The proposed converter controller consists of a PI controller for DC output voltage and a current controller using error-space approach for maintaining the sinusoidal current waveform and unity power factor. Conventionally, the try and error method has been used to design the current controller considering the switching frequency of the devices and sampling frequency of the digital controller. But this proposed method is based on characteristic ratio assignment(CRA) method which has the advantage to design the optimal gain to meet the referenced response and overshoot within the limit range. First, the CRA based current controller algorithm is explained. Then the validity of proposed controller is verified through the PSiM simulation and experience results.

Key Words : PWM converter, CRA, error-space approach, robust control

1. 서 론

전압형 PWM 컨버터는 출력전압을 일정하게 유지하면서 교류입력측 단위 역률과 정현파 전류파형의 유

지를 위해서 많이 사용된다. PWM 컨버터의 제어기는 직류전압을 제어하는 외부전압제어기와 교류전류를 제어하는 내부전류제어기의 이중구조로 구성되며, 각각의 제어기는 일반적으로 PI제어기 구조를 가진다^[1]. 그런데 이들 제어기들은 서로 밀접하게 결합되어 있기 때문에 제어기의 설계 및 해석은 매우 난해하고 정확하게 해석적으로 구현하기가 용이하지 않다. 따라서 PI 제어기의 이득 선정은 스위칭 주파수, 시스템 파라미터의 변동, 샘플링 시간 등을 고려하여 엔지니어링 경험에 입각한 시행착오 방법을 사용하여 왔다.

전압형 컨버터의 이중제어기 설계에 관한 선행연구

[†]교신저자 : 정회원, 충북대 전기전자컴퓨터공학부 교수

E-mail : choi@chungbuk.ac.kr

^{*}학생회원, 충북대 전기공학과 석사과정

^{**}정회원, 우진산전 선임연구원

^{***}정회원, 홍익대 전자전기공학부 부교수

접수일자 : 2006. 12. 8 1차 심사 : 2007. 1. 8

2차 심사 : 2007. 2. 23 심사완료 : 2007. 3. 9

는 많지 않은데 UPS 인버터의 출력제어를 위한 이중 제어기의 특성해석에 관한 연구들이 일부 진행되었다. UPS 인버터의 제어기를 포함한 전체시스템 응답성을 고려하여 인버터 출력필터의 설계와 제어기의 이득을 결정하기 위한 효과적인 방법이 제안되었는데, 계수도법(Coefficient Diagram Method: CDM)을 이용하여 정의된 부계환 제어기를 포함한 전체시스템 등가시정수(τ)와 LC저역필터의 커패시터(C_f)값과의 상관관계를 이론적으로 규명하였다^[2]. 이상에서 CDM을 이용한 연속계 제어기 설계에서^[3] 경험적 사실에 근거한 계수도의 형상화에 의존하게 되는 단점을 보완하기 위하여 특성비 지정법(characteristic ratio assignment: CRA)이 제안되었는데 특성비와 일반화 시정수의 두 개의 계수만을 사용하여 원하는 제동특성과 응답시간을 갖는 목적다항식을 설정할 수 있도록 하였다^[4].

본 논문은 부하변동을 고려한 철도차량용 단상 AC/DC PWM 컨버터의 디지털 전류 제어기를 제안한다. 우리는 먼저 시간영역에서 제어기를 설계하고 그 다음 주어진 샘플링 주파수를 고려한 이산시간영역에서 제어기를 구성한다. 본 제어기는 강인한 AC 전류 추적을 적용하기 위해 오차 공간에서 피드백 제어 구조로 되어 있으며 정현파의 비감소 입력을 추적하고 비감소 외란을 제거할 능력을 갖도록 보다 해석적인 접근법을 제시한다. 그리고 원하는 시간응답과 오버슈트를 위해 CRA 기법을 소개한다. CRA 기법은 선형제어기의 모델정합방법에 속하며 기준모델을 목적다항식으로부터 구할 수 있는 기법이다.

본 논문에서는 제어기의 게인값을 극-영점에 근거하여 구하지 않고 CRA 기법을 사용하여 구한다. 제안된 제어 기법은 PSIM 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. 제어기 설계

2.1 CRA 제어기

그림 1의 전극 시스템(All-pole Systems: APS)을 고려한다.

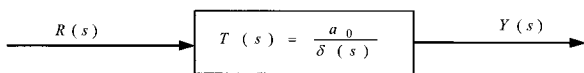


그림 1 전극 시스템
Fig. 1 All pole systems

여기서 $\delta(s)$ 는 식 (1)과 같다.

$$\delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0, (a_i > 0) \quad (1)$$

Naslin는 APS의 특성다항식 계수가 단위 스텝응답의 오버슈트와 밀접한 관계가 있음을 관찰하였고, 이와 관련된 특성비를 다음과 같이 정의하였다^[3].

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

여기서 $\alpha_1 = a$ 는 주특성비이고 일반화 시정수 τ 는 다음과 같이 정의한다.

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

식 (2)와 식 (3)으로부터 특성다항식 $\delta(s)$ 의 모든 계수는 식 (4)와 식 (5)와 같이 주특성비(α_1)와 일반화 시정수(τ)로 표현할 수 있다.

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

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

식 (4)와 식 (5)를 사용하여 특성다항식 $\delta(s)$ 를 α_i, τ, a_0 로 표현하면 식 (6)과 같다.

$$\delta(s, \alpha_i) = \frac{a_0 \tau^n}{\alpha_{n-1} \alpha_{n-2}^2 \alpha_{n-3}^3 \dots \alpha_2^{n-2} \alpha_1^{n-1}} s^n + \dots + \frac{a_0 \tau^3}{\alpha_2 \alpha_1^2} s^3 + a_0 \tau s + a_0 \quad (6)$$

Butterworth 필터에 근거하여 항상 좌반면에 모든 근을 갖고 주파수 크기응답이 첨두치를 가지지 않으며 또한 고주파 대역에서 감쇠 기울기를 조절할 수 있는 특성비지정법(CRA)에 관한 기본연구가 제시되었다^[5]. 그림 1에 주어진 APS에 대하여 특성다항식 $\delta(s)$ 는 식 (7)과 식 (8)에 주어진 두 조건을 만족하는 특성비 α_i 로 구성할 수 있는데, 이 다항식을 K-다항식이라고 부른다.

$$\alpha_1 > 2 \quad (7)$$

$$\alpha_k = \frac{\sin(\frac{k\pi}{n}) + \sin(\frac{\pi}{n})}{2\sin(\frac{k\pi}{n})}, k = 2, 3, \dots, n. \quad (8)$$

따라서, 식 (7)과 식(8)에 주어진 K-다항식의 제조건을 만족시키는 APS의 특성다항식은 항상 안정하게 되고, Chestnut^[6] 결과로부터 임의의 계수 a_0 에 대하여 단지 α_1 과 τ 두 파라미터를 적절하게 선택함으로써 원하는 제동특성과 응답속도를 갖는 APS을 구성할 수 있음을 의미한다.

2.2 컨버터 제어기 설계

2.2.1 컨버터 입력 전류제어기

플랜트접동 및 부하변동에도 강인한 전류제어기를 설계하기 위하여 오차공간에서 모델링하였으며 2.1절에서 설명한 CRA 기법을 적용하여 원하는 제동특성과 응답속도를 갖도록 구성하였다.

그림 2의 단상 PWM 컨버터의 기본구조로부터 전류제어기 설계를 위한 입출력과 관련된 신호의 관계를 나타내면 식 (9)과 같다.

$$\dot{i}_s = -\frac{R_s}{L_s}i_s + \frac{1}{L_s}v_s - \frac{1}{L_s}v_c \quad (9)$$

식 (9)에서 상태변수를 i_s 로 하고 출력변수를 $-i_s$ 라 할 때 식 (9)를 상태방정식으로 표현하면 식 (10)과 식 (11)과 같다.

$$\dot{x} = -\frac{R_s}{L_s}x - \frac{1}{L_s}(v_c - v_s) = \mathbf{F}x + \mathbf{G}u \quad (10)$$

$$y = -x = \mathbf{H}x \quad (11)$$

단, $x = i_s$ and $u = (v_c - v_s)$

$$\mathbf{F} = -R_s/L_s, \mathbf{G} = -1/L_s, \mathbf{H} = -1$$

위 상태방정식에서 상태변수 i_s 의 기준전류 i_s^* 는 정현파이므로 식 (12)를 만족한다.

$$\ddot{i}^* + \omega_0^2 i_s^* = 0 \quad (12)$$

추종오차는 식 (13)처럼 정의할 수 있다.

$$e = i_s^* - i_s \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)으로부터 상태항을 식 (14)와 같은 오차공식을 얻을 수 있다.

$$\ddot{e} + \omega_0^2 e = \ddot{y} + \omega_0^2 y = \mathbf{H}\ddot{x} + \omega_0^2 \mathbf{H}x \quad (14)$$

플랜트와 제어기를 오차공간 상태변수와 제어입력으로 대체하면 식 (15)와 식 (16)으로 주어지는데,

$$\xi := \ddot{x} + \omega_0^2 x \quad (15)$$

$$\mu := \ddot{u} + \omega_0^2 u \quad (16)$$

식 (14)와 식 (15)를 오차공간에서의 표준 상태 변수 형으로 나타내면 식 (17)과 같다^[7].

$$\dot{z} = Az + B\mu \quad (17)$$

단, $z = [e \ \dot{e} \ \xi]^T$, $\mu = -[k_1 \ k_2 \ k_3]z^T$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_0^2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

식 (17)로부터 오차 상태방정식의 특성다항식을 구하면 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta(s) &= |sI - (A - BK)| \\ &= s^3 + \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{k_3}{L_s}\right)s^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{k_2}{L_s}\right)s \\ &\quad + \left(\frac{k_1}{L_s} + \frac{\omega_0^2}{L_s}(R_s - k_3)\right) \end{aligned} \quad (18)$$

CRA 기법을 이용한 제어기 설계를 위한 목적 다항식을 식 (19)와 같이 정의한다.

$$\Delta^*(s) = s^3 + \delta_2 s^2 + \delta_1 s + \delta_0 \quad (19)$$

이 때 $\Delta(s) \equiv \Delta^*(s)$ 를 만족하는 제어기 이득값 $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ 를 계산하여야 한다. 이 과정에서 CRA

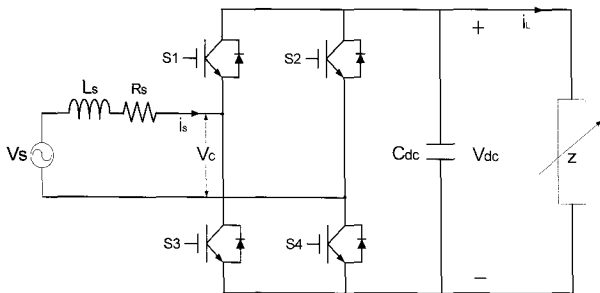


그림 2 단상 PWM 컨버터
Fig. 2 Single phase PWM converter

기법을 적용하기 위하여 식 (4)와 식 (5)를 이용하여 특성다항식 식 (19)의 계수를 특성비와 시정수로 나타내면 식 (20)과 같다.

$$\delta_0 = \frac{\alpha_1^2 \alpha_2}{\tau^3}, \delta_1 = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\tau^2}, \delta_2 = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\tau} \quad (20)$$

단, $\alpha_1 = \frac{\delta_1^2}{\delta_2 \delta_0}, \alpha_2 = \frac{\delta_2^2}{\delta_3 \delta_1}, \tau = \frac{\delta_1}{\delta_0}$

여기서 K-다항식 식 (7)과 식 (8)을 이용하여 원하는 계동특성과 응답특성을 가지는 δ_0, α_1, τ 를 선택한 후에 식 (19)의 목적다항식의 계수들을 구하고 식 (18)의 특성다항식의 계수들과 비교하여 k_1, k_2, k_3 를 구하게 된다.

제어기를 관측기 구조로 설계하기 위하여 식 (16)을 식 (17)에 대입하면 식 (21)로 주어진다.

$$(u + k_3 x)'' + \omega_0^2 (u + k_3 x) = -k_1 e - k_2 e' \quad (21)$$

식 (21)에서 $u + k_3 x$ 를 η 로 정의하면 식 (22)와 식 (23)과 같이 관측기구조를 가지는 상태방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 \\ -k_2 \end{bmatrix} e \quad (22)$$

$$\eta = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

그림 3은 관측기구조를 가지는 컨버터 전류제어기 블록선도를 보이는데 블록 A는 식 (22)와 식 (23)으로부터 주어진다.

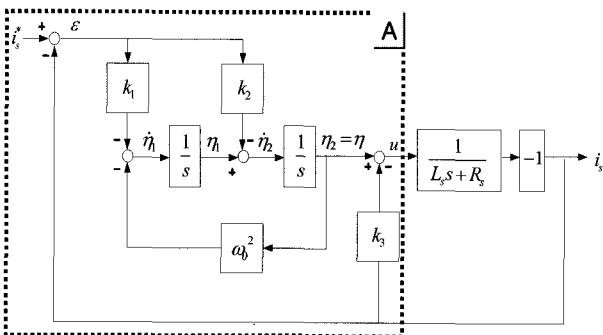


그림 3 컨버터 전류 제어기
Fig. 3 Current controller of PWM converter

2.2.2 컨버터 출력 전압제어기

전압제어기는 PI제어기로 구성되며, 전압제어기를 설계하기 위한 전달함수는 2차함수로 구성된다. CRA 기법은 고차시스템에 대한 해석에 유용하며 2차 시스템의 경우에는 과도상태 응답과 정상상태 응답에 대한 해석이 많이 알려져 있다. 그래서 전압제어기는 CRA 기법이 아니라 기존의 과도상태 응답과 정상상태 응답의 해석을 통하여 설계하였다.

전압제어기 설계를 위해 입력전력과 출력전력이 같고 출력전압 v_{dc} 는 일정한 DC전압을 가지며 입력전류는 기준전류를 완벽히 추종한다고 가정하면 직류링크 전류 i_d 는 식 (24)와 같이 주어진다.

$$i_d = V_s I_s (1 - \cos 2\omega t) \quad (24)$$

정상상태에서 식 (24)의 $\cos 2\omega t$ 항의 평균은 0이 되므로 이를 이용하여 전압제어기의 블록도를 나타내면 그림 4와 같다.

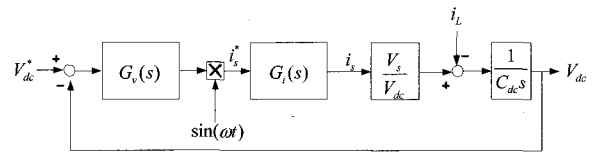


그림 4 컨버터 제어기 블록도
Fig. 4 Control block diagram of converter

내부의 전류제어 루프가 이상적으로 동작한다면 전압제어의 관점에서 볼 때 그것의 동특성은 무시될 수 있다. 전압 PI 제어기의 전달함수 $G_v(s)$ 는 식 (25)와 같다. 여기서 K_{pv} 와 K_{iv} 는 각각 전압제어기의 비례 이득과 적분 이득이다. 그리고 τ_v 는 전압제어기의 시정수이다.

$$G_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} = K_{pv} \left(1 + \frac{1}{\tau_v s} \right) \quad (25)$$

그림 4로부터 개루프 전달함수는 식 (26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{ov}(s) = G_v(s) \frac{V_s}{V_{dc}^*} \frac{1}{C_{dc} s} \quad (26)$$

식 (26)을 폐루프로 정리하면 식 (27)과 같이 표현할 수 있다.

$$G_{cu}(s) = \frac{As + B}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (27)$$

$$\text{단, } A = \frac{K_{pv} V_s}{C_{dc} V_{dc}^*}, \quad B = \frac{K_{pv} V_s}{C_{dc} V_{dc}^* \tau_v},$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pv} V_s}{C_{dc} V_{dc}^* \tau_v}}, \quad \zeta = \frac{K_{pv} V_s}{2C_{dc} V_{dc}^* \omega_n}$$

식 (27)에서 대역폭(bandwidth) ω_n 과 댐핑계수 ζ 가 주어지면 K_{pv} 와 τ_v 를 식 (28)과 같이 구할 수 있다^[8].

$$K_{pv} = \frac{2C_{dc} V_{dc}^*}{V_s} \zeta \omega_n, \quad \tau_v = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (28)$$

3. 시뮬레이션 및 실험결과

시뮬레이션은 식 (22)와 식 (23)에서 보여진 연속시간계에서 설계한 제어기를 Tustin 근사화를 사용하여 식 (29), 식 (30)과 같이 표준형태의 차분방정식 형태로 나타내어 이산상태 공간화 하였다^[7]. 컨버터의 이산 제어기의 블록선도는 그림 5에서 보여진다.

$$\begin{bmatrix} \eta_1(n+1) \\ \eta_2(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \eta_1(n) \\ \eta_2(n) \end{bmatrix} + \mathbf{B}e(n) \quad (29)$$

$$\eta(n) = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \eta_1(n) \\ \eta_2(n) \end{bmatrix} + D e(n) \quad (30)$$

$$\text{단, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} DA11 & DA12 \\ DA21 & DA22 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} DB1 \\ DB2 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [DC11 \quad DC12], D = DD$$

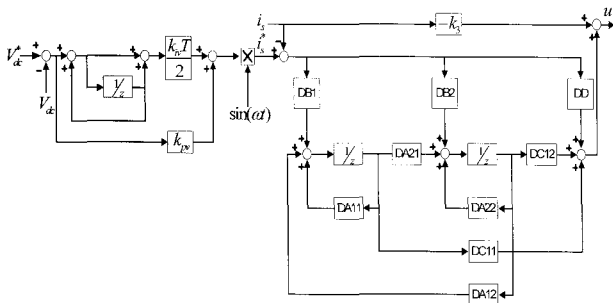


그림 5 이산 제어기의 블록도
Fig. 5 Block diagram of the digital controller

컨버터의 파라미터는 표1에 나타내었으며 식 (29)와 식 (30)의 차분방정식의 해는 매트랩 프로그램의 c2d 명령을 이용하여 다음과 같이 구하였다.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 9.40877e-001 & -1.27705e+002 \\ 8.98554e-004 & 9.40877e-001 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1.85756e+005 \\ -8.40438e+002 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [4.15997e-007 \quad 8.98554e-004]$$

$$D = [-3.89092e-001]$$

표 1 컨버터 파라미터
Table 1 Converter parameters

System parameter	Values
Input Voltage	AC 212V
Output Voltage	DC 300V
Inductance (L_s)	1 mH
Resistance (R_s)	0.01 Ω
Capacitance (C_{dc})	6000 μ F
Load(R_{Load})	60 Ω /30 Ω
Switching Frequency	540 Hz
Sampling Frequency	1080 Hz

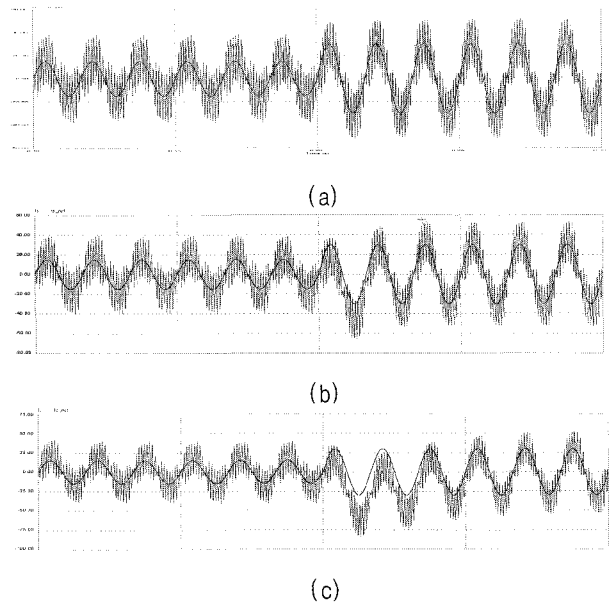


그림 6 τ 값 변동에 따른 전류제어 응답: (a) $\tau=7ms$, (b) $\tau=10ms$, (c) $\tau=20ms$
Fig. 6 Current control responses under the change of τ
(a) $\tau=7ms$, (b) $\tau=10ms$, (c) $\tau=20ms$

그림 6부터 그림 9까지는 컨버터의 디지털제어기 성능 평가를 위한 PSiM 시뮬레이션 수행 결과이다.

그림 6은 일반화시정수 τ 값의 변화에 따른 전류제어기의 응답특성을 분석하기 위하여 기준전류과형과

실제전류파형을 보인다. 시정수를 7ms, 10ms, 20ms로 증가시킬 때 실제전류값이 기준전류값을 각각 1/4주기, 1/2주기, 3/2주기 이내에 추종함을 확인할 수 있다. 따라서, 시정수를 변경하여 응답특성의 조정이 가능하며 시정수가 작을수록 빠른 응답속도를 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 부하변동시의 입출력 전압전류파형을 보인다. 부하변동에도 불구하고 직류출력전압은 기준전압을 잘 추종하며 입력전류는 입력전압과 동상이 되어 역률제어가 잘 수행됨을 알 수 있다. 이로써 전압제어기 및 전류제어기의 제어 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

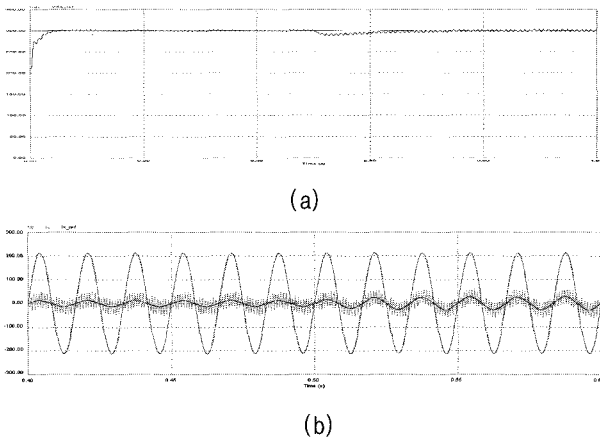


그림 7 부하 변동시의 출력파형(60Ω→30Ω): (a) 직류전압, (b) 교류 입력전압 및 전류
 Fig. 7 Output response under the change of load (60Ω→30Ω): (a) Reference voltage and output voltage, (b) input voltage, reference current, input current

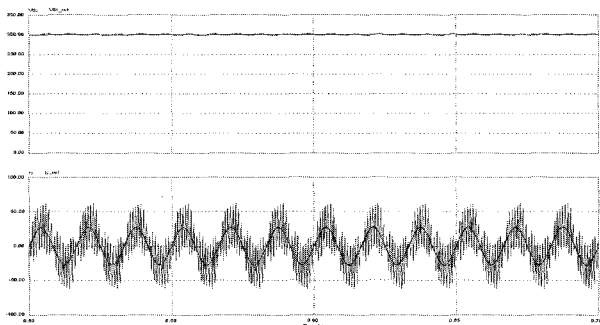


그림 8 인버터구동 유도전동기부하시의 직류전압 및 입력전류파형
 Fig. 8 DC voltage and input current waveform with inverter driven induction motor load

그림 8은 인버터구동에 의한 유도전동기부하시의 전압전류파형을 보인다. 이로써 본 제어기가 저항부하뿐만 아니라 전동기부하에서도 컨버터출력전압이 일정하게 제어되고 입력전류파형이 전압과 동상으로 정현파로 제어됨을 확인할 수 있다.

그림 9는 L_s 의 변동에 의한 전류제어기의 제어특성을 보인다. 플랜트의 파라미터가 잘못 적용된 경우라 할지라도 전류제어기의 강인성이 확보되었음을 확인할 수 있다.

실제 실험을 통한 제어기의 성능평가를 위해 그림 10의 3kW급 실험장치를 설계하였다. 전체시스템의 제어보드는 TMS320C33을 사용하였으며 각 소자는 표 1의 시뮬레이션 파라미터들과 동일하게 제작하였다.

그림 11에서 13은 컨버터 제어기의 시뮬레이션 수행 결과파형을 실제 실험을 통해 검증한 결과파형이다.

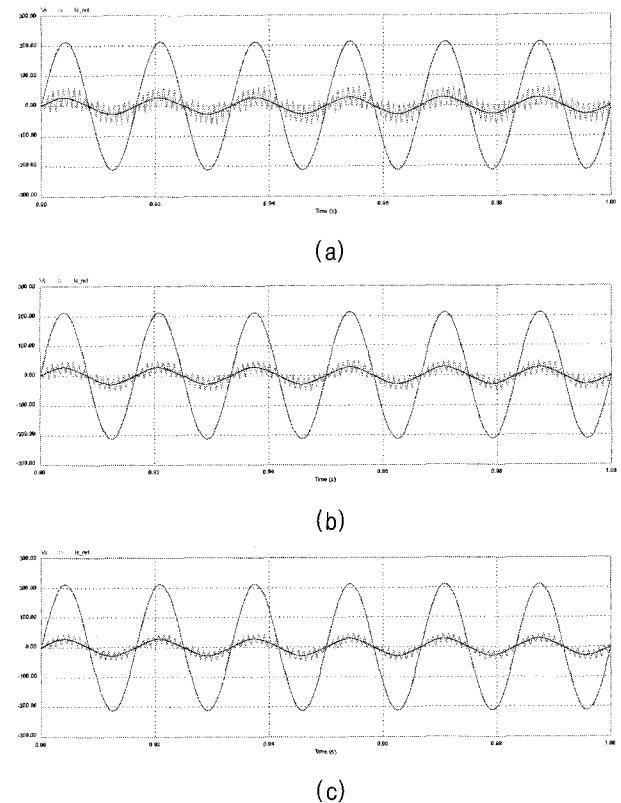
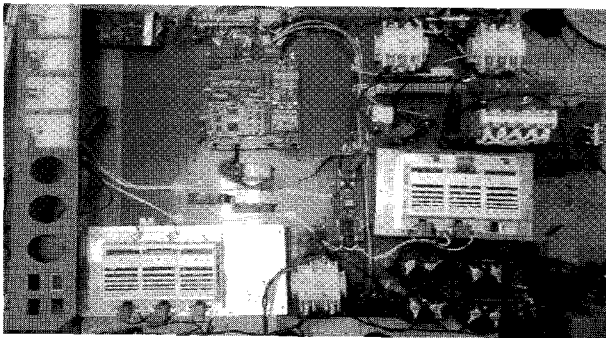
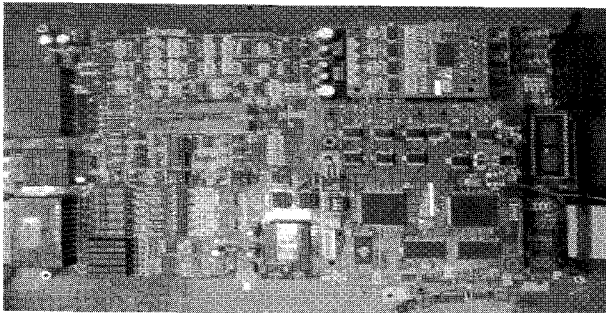


그림 9 L_s 변동에 의한 입력전압과 입력전류의 출력파형:
 (a) $L_s = 1mH$, (b) $L_s = 1.5mH$, (c) $L_s = 2mH$.
 Fig. 9 Output responses of input voltage and current under the change of L_s
 (a) $L_s = 1mH$, (b) $L_s = 1.5mH$, (c) $L_s = 2mH$.



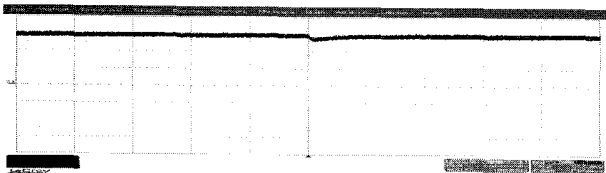
(a)



(b)

그림 10 PWM 컨버터 시스템의 실험 회로: (a) 컨버터 스택, (b) DSP(TMS320C33) 제어 보드

Fig. 10 Experience circuit of the PWM converter system (a) stack of converter, (b) Control DSP(TMS320C33) Board



(a)

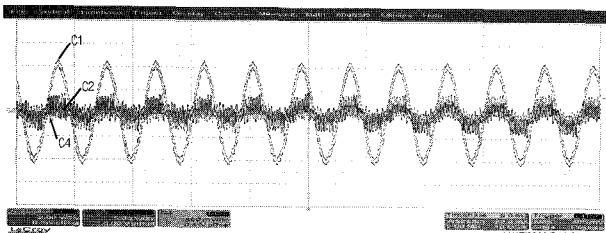


그림 11 부하 변동시의 출력파형(60Ω→30Ω): (a) 출력전압 [100V/div], (b) C1:입력전압[100V/div], C2:기준전류/ C4:입력전류[50A/div]

Fig. 11 Output response under the change of load (60Ω → 30Ω) (a)C1:output voltage[100V/div], (b)C1:input voltage[100V/div], C2:reference current/C4:input current[50A/div]

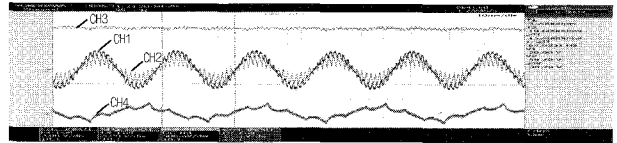
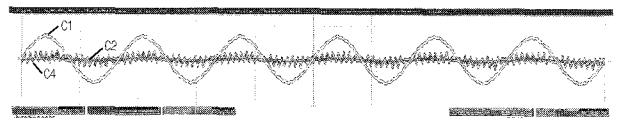


그림 12 모터부하시 출력전압, 입력전압, 입력전류, 모터전류 파형: (CH1:입력전압[200V/div], CH2:입력전류 [50A/div], CH3:출력전압[100V/div], CH4: 모터전류[50A/div])

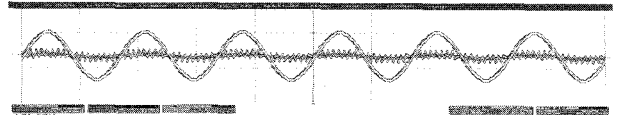
Fig. 12 Output responses of DC voltage, input voltage, current and motor current under the induction motor load(CH1:input voltage[200V/div], CH2:input current[50A/div], CH3:output voltage[100V/div], CH4:motor current[50A/div])

그림 11은 부하변동시의 출력전압 V_{dc} 파형 및 입력 전압, 기준전류, 입력전류를 나타낸다. 부하변동 발생 시 약간의 전압강하가 발생하지만 곧 기준전압을 잘 추종하며 입력전류는 기준전류를 잘 추종함을 알 수 있다.

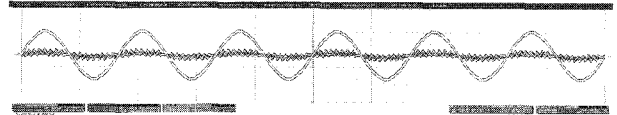
그림 12는 모터부하시의 출력파형이다. 인버터에 관성부하를 연결하여 65Hz일 때 출력파형이다. 기준전압을 따라서 출력전압 제어가 잘 수행되며 입력전압과 입력전류는 동상을 이루어 역률제어가 잘 수행됨을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 13 L_s 변동시 입력전압과 입력전류 파형 (C1:입력전압[100V/div], C2:기준전류[50A/div], C4:입력전류[50A/div])

Fig. 13 Output responses of input voltage and current under the change of L_s (a) $L_s = 1mH$, (b) $L_s = 1.5mH$, (c) $L_s = 2mH$.(C1:input voltage [100V/div], C2:reference current [50A/div], C4:input current[50A/div])

그림 13은 L_s 의 변동에 의한 전류제어기의 응답특성이다. 플랜트의 변동이 발생하더라도 입력전류는 입력전압과 위상차 없이 역률제어가 잘 수행됨을 확인할 수 있었다. 이상으로 시뮬레이션 결과와 실험결과가 일치함을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문은 단상 PWM 컨버터의 전류제어기를 오차공간에서 CRA 기법을 사용하여 설계하는 새로운 제어방식을 제시하였다. 기존의 PI 제어기는 스위칭 주파수가 낮고 입력 인덕터의 값이 작기 때문에 시행착오 방식을 사용하여 시스템 파라미터를 구하기에 어려움이 존재하였다. 제안된 제어기는 오차공간접근법을 통해 시스템이 안정하다면 기준파형을 완벽히 추종하도록 제어기를 설계하였으며 본 제어기에 CRA기법을 적용하여 각 원하는 계동특성과 응답속도에 따른 파라미터들을 해석적으로 구하였다. 또한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 플랜트의 변동이 발생하더라도 제어특성이 우수함을 확인할 수 있으며, 부하변동에 있어서도 입력전압과 전류는 동상을 이루어 역률제어가 우수함을 확인하였다.

본 논문에서 제안된 제어기는 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 향후 스위칭 손실로 인한 낮은 스위칭 주파수를 사용하며 공간상의 제약으로 제한된 입력측 인덕턴스값을 사용하고 있는 철도차량 등에 응용할 수 있을 것이다.

이 논문은 2006년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. P01-2006-000-10811-0)

참 고 문 헌

[1] 石川, 高原, 田中, *PWMコンベタをを使った交流車両の制御方式*, 電氣學會電氣鐵道研究會, 1986.
 [2] 김재식, 이상훈, 최재호, "시스템 응답을 고려한 UPS 인버터의 출력 LC 필터 설계," *대한전기학회B부문논문지* 50권, 7호, pp. 347-355, 2001.
 [3] Y. C. Kim and S. Manabe, "Recent development of coefficient diagram method," *Proc. of 3rd Asian Control Conference*, pp. 403-46, 2000.
 [4] P. Naslin, *Essentials of optimal control*, Boston Technical Publishers Inc., 1969.
 [5] Y. C. Kim, L. H. Keel, and S. P. Bhattacharyya,

"Transient response control via characteristic ratio assignment," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-48, no. 12, pp. 2238-2244, 2003.

[6] S. Y. Han, T. S. Cho, Y. C. Kim, "Synthesis of transfer function resulting in non-overshooting," *Proc. CICS 03*, pp. 127-130, Nov. 2003.
 [7] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*, Prentice hall, 2002.
 [8] Benjamin C. KUO, *Automatic Control Systems*, pp. 691-708, 7th Editions, Prentice-Hall, 1995.

저 자 소 개



김수철(金秀哲)

1977년 12월 18일생. 2003년 충북대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



김형철(金炯哲)

1972년 12월 26일생. 1995년 충북대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1997년~현재 우진산전 기술연구소 선임연구원.



최재호(崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1983년~현재 충북대 전기전자컴퓨터공학부 교수. 1993년, 1998년, 2003년~2004년 University of Tronto (Visiting professor). 당 학회 부회장.



정교범(鄭敎範)

1959년 12월 20일생. 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Univ. of Florida 졸업(공박). 1992년~1993년 Virginia Tech (Post Doc.). 1993년~1995년 한국전기연구소 선임연구원. 1995년~현재 홍익대 전자전기공학부 부교수. 당 학회 기획이사.