2006년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집 2006. 7. 12 - 14

CRA 기법을 이용한 컨버터 제어기 설계

김형철 김수철 이재문 염상구 최재호
충북대학교 전기전자 컴퓨터 공학부

Controller Design for the Converter using CRA Method

Hyungchul Kim Soocheol Kim Jaemoon Lee Sanggu Yeom Jaeho Choi
School of Electrial and Computer Engineering Chungbuk National University

Abstract - 전력변환 장치에서 기존의 PID 제어기의 해석적인 해를 얻는 것은 매우 어려운 일이다. 최근에 단상 UPS용 인버터 시스템에서 CRA 기법을 이용한 새로운 제어알고리즘을 바탕으로 시스템의 제어기의 제어상수를 해석적으로 접근하여 좋은 성능을 얻은 바 있다. CRA 기법은 해석적으로 시스템의 응답속도 및 오버슈트를 임의의 제한범위 내로 설계할 수 있도록 하는 장점이 있다. 이러한 CRA 기법을 사용하여 컨버터 제어기 설계 부분에 적용하여 해석적인 해를 얻고 PSiM 시뮬레이션을 통해 오버슈트와 빠른 응답을 확인한다.

1. 서 론

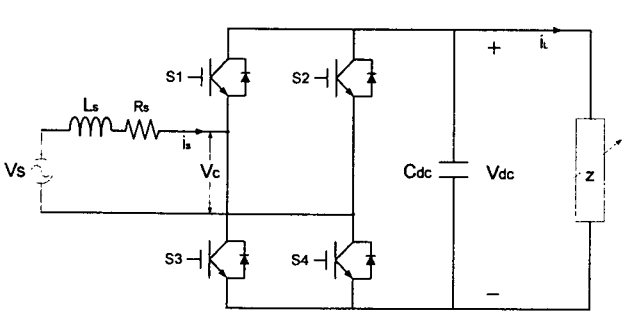
단상 PWM 컨버터는 스위칭 동작을 하여 입력전원전압 v_s와 입력전류 i_s를 동상으로 만드는 역률제어기능 및 컨버터의 출력전압 v_d가 기준전압 v_d^*를 추종하도록 전압제어기능을 가진다. PWM 컨버터에 있어 중요한 점은 원활한 전류제어에 의해 높은 역률을 유지할 수 있어야 하며, 또한 THD 및 직류단의 전압리플이 정격부하에서 정해진 범위 안에 들도록 설계해야한다.

전기철도차량의 경우 1500V이상의 고전압으로 인한 스위칭 손실 때문에 스위칭 주파수를 높이는데 한계가 있다. 때문에 전류제어 및 전압제어에 대해 최적의 제어기를 설계하는 것이 중요하다. 그러나 지금까지 제어상수를 얻기 위해 해석적으로 접근하기는 어려웠다. 최근에 단상 UPS 인버터 제어기를 CRA기법을 이용하여 해석적인 해 및 좋은 결과를 얻은 바 있다[1]. CRA 기법은 제어기의 해석적인 해를 통해 오버슈트와 응답속도를 임의의 제한범위 내로 설계할 수 있는 장점을 가지고 있다. 이 기법을 통해 낮은 스위칭 주파수에서의 컨버터 제어기를 설계하여 PSiM 시뮬레이션을 통해 제어기의 성능을 분석하였다.

2. PWM 컨버터 제어 설계 기법

2.1 회로 구성

단상 PWM 컨버터에 대한 회로는 그림 1과 같다. 주전력회로에는 입력측에 교류 입력측 리액터 L_s, 스위칭 소자인 IGBT와 DC Link 커패시터 C_{dc}로 구성되어 있다. 초기 동작시에는 다이오드 브리지 회로를 통해서 커패시터 C_{dc}에 직류전압이 충전되고 충전이 끝나면 다이오드는 모두 역 바이어스 된다. 이때 전원측 리액터의 스텝-업 기능에 의해 직류 출력측 커패시터의 양단 전압은 입력 전압보다 높은 전압을 가지기 때문에 어느 한 순간에 어떤 IGBT 소자 한쌍을 턴온 시키면 리액터 L_s에 걸리는 전위차에 의해 전류가 리액터와 커패시터 사이를 흐른다. 전원으로부터 교류측 리액터 L_s를 매개로 컨버터 입력단에 교류전력이 전달되며 그 교류전력은 전압형 PWM 컨버터에 의해서 직류전력으로 변환되어 출력 측 직류 전압 평활용 커패시터 C_{dc}에 에너지를 축적하며 부하에 이 에너지를 공급한다. 스위칭 방식은 유니폴라 방식으로 리플전압의 개선 및 스위칭 효과를 두배로 하였다.



<그림 1> 단상 PWM 컨버터

2.2 컨버터 제어기 설계

그림 1의 단상 PWM 컨버터의 기본구조로부터 전류제어기 설계를 위해 입출력과 관련된 신호의 관계는 식(1)과 같다.

$$\dot{i}_s = -R_s i_s + v_s - v_c \tag{1}$$

식(1)에서 상태변수를 i_s로 정하고 출력 변수를 i_s라 할때 상태방정식으로 표현하면 식 (2)와 식 (3) 같다.

$$\dot{x} = -\frac{R_s}{L_s}x - \frac{1}{L_s}v_a + v_s \tag{2}$$

$$y = x \tag{3}$$

(단, $x = i_s, y = i_s$)

위 상태방정식에서 기준전류를 r로 표현하면 $\ddot{r}+\omega_0^2 r = 0$의 성질을 만족하므로 기준전류 r에 대한 추종오차를 0로 만드는 제어기 설계를 위한 오차 상태방정식을 식 (4)와 같이 정의한다.

$$\dot{z} = Az + B\mu \tag{4}$$

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

$\mu := u^2 + \omega_0^2 u (u = v_c), \xi := x^2 + \omega_0^2 x$)

오차 상태방정식의 특성다항식을 구하면 식(5)와 같다.

$$\Delta(s) = [sI - (A - BK)] = s^3 + (\frac{R_s}{L_s} - \frac{k_3}{L_s})s^2 + (\omega_0^2 + \frac{k_2}{L_s})s + (\frac{k_1}{L_s} + \frac{\omega_0^2}{L_s}(R_s - k_3) \tag{5}$$

CRA 기법을 이용한 제어기 설계를 위한 목적 다항식을 식(6)과 같이 정의한다.

$$\Delta^*(s) = s^3 + \delta_2 s^2 + \delta_1 s + \delta_o \tag{6}$$

이 때 $\Delta(s) \equiv \Delta^*(s)$를 만족하는 제어기 이득값 $K = [k_1 k_2 k_3]$를 계산한다. 식(4)를 이용해 제어기를 관측기 구조로 설계하기 위해 $u + k_3 x$를 η로 정의하면 상태방정식이 식 (7), 식 (8)과 같다[2].

$$\begin{bmatrix}\dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\eta_1 \\ \eta_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}-k_1 \\ -k_2\end{bmatrix}e \tag{7}$$

$$\eta = [0\ \ 1]\begin{bmatrix}\eta_1 \\ \eta_2\end{bmatrix} \tag{8}$$

식 (7)과 (8)을 블록선도로 표현하면 그림 2와 같다.

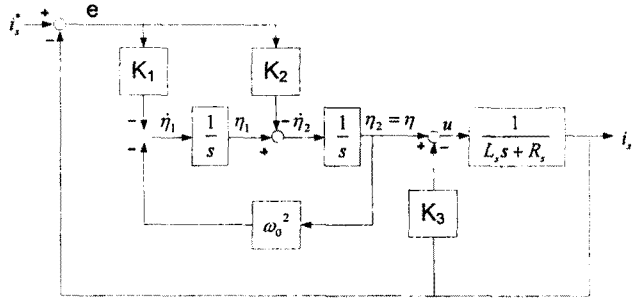
CRA 기법을 이용하기위해 k_1, k_2, k_3를 구하기 위하여 식 (9)와 같이 α_1, α_2, τ를 도입한다[3].

$$\delta_0 = \frac{\alpha_1^2\alpha_2}{\tau^3},\ \delta_1 = \frac{\alpha_1^2\alpha_2}{\tau^2},\ \delta_2 = \frac{\alpha_1\alpha_2}{\tau} \tag{9}$$

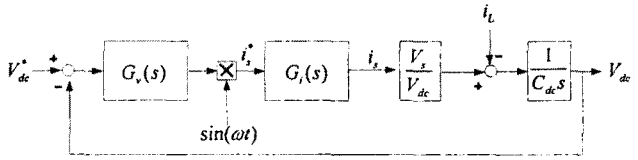
$$(\text{단, } \alpha_1 = \frac{\delta_1^2}{\delta_2\delta_0}, \alpha_2 = \frac{\delta_2^2}{\delta_3\delta_1}, \tau = \frac{\delta_1}{\delta_0})$$

여기서 설계 제약 조건에 만족하는 α_1, α_2, τ를 선택한 후 식 (5),(6),(9)를 이용하여 k_1, k_2, k_3를 구한다.

컨버터의 전체 제어 블록도는 그림 3에서 보여진다. 전압제어기는 PI제어기로 구성하였고 V_{dc}^{*}와 V_{dc}의 오차는 전압제어기의 입력으로 사용되어지며 전압제어기의 출력은 전원전압의 위상정보를 갖는 정현파와 곱해져 컨버터의 입력 기준 전류를 생성한다.



<그림 2> 컨버터 전류 제어기 구조



<그림 3> 컨버터 제어기 구조

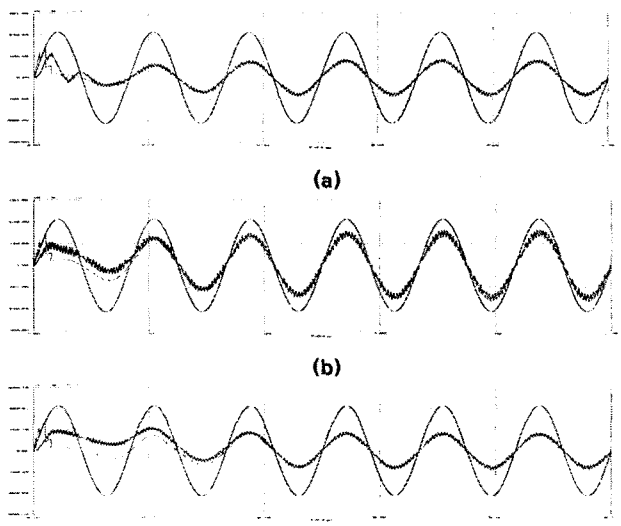
3. 시뮬레이션 및 결과

시뮬레이션은 디지털 제어기로 하였으며 연속시간 제어기를 Tustin 근사화에 의해 이산상태 공간화 하였다. 표1에 컨버터의 파라미터를 나타내었다.

<표 1> 컨버터 파라미터

System parameter	Values
Input Voltage	AC 212V
Output Voltage	DC 320V
Inductance (Ls)	1 mH
Resistance (Rs)	0.01 Ω
Capacitance (Cdc)	6800 uF
Switching Frequency	1000 Hz
Sampling Frequency	1000 Hz

그림 4는 τ값에 따른 전류제어기의 응답특성에 관한 그래프이다. τ값의 증가할수 록 응답시간이 늦음을 확인할 수 있으며, τ값의 변경을 통해 응답특성을 빨리할 수 있다.



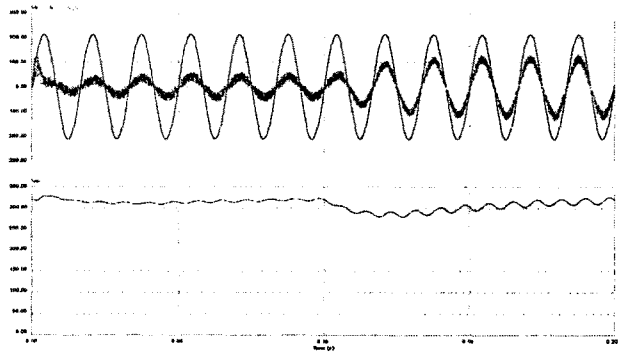
(a)

(b)

(c)

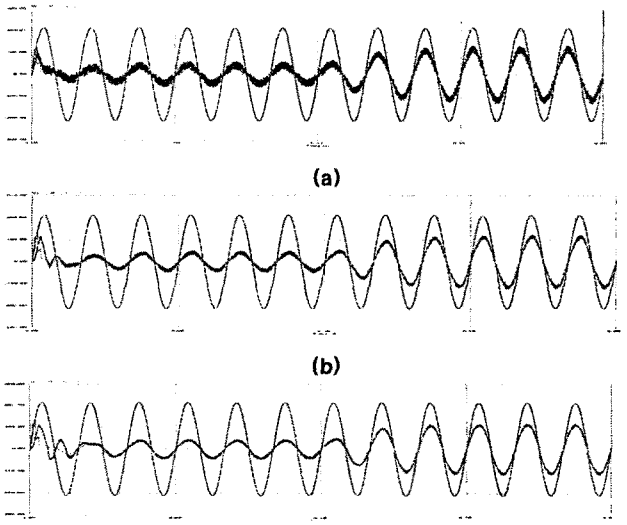
<그림 4> τ값 변동에 따른 입력전압/기준전류 및 전류 파형
(a)τ=9.2 ms, (b)τ=32.2 ms, (c)τ=129.0 ms

그림 5는 부하가 $13\Omega(0\sim1\ ms)$, $26\Omega(1\sim2\ ms)$이고 $\alpha_1=7$, $\alpha_2=2.01$, $\tau=0.007$일때 입력전압 및 기준전류 및 전류에 관한 그래프이다.
낮은 주파수에서 기준전류를 잘 추종함을 확인할 수 있고, 부하변동에 의해서도 전류제어기가 잘 동작함을 확인할 수 있다.



<그림 5> 부하변동에 따른 시뮬레이션 파형

그림 6은 L_s의 변동에 의한 전류제어기의 응답특성이다. L_s값의 변동에도 전류제어기가 잘 동작함을 알 수 있다.



(a)

(b)

(c)

<그림 6> L_s값 변동에 따른 입력전압/기준전류 및 전류 파형
(a) $L_s=1\ mH$, (b) $L_s=2\ mH$, (c) $L_s=3\ mH$

3. 결 론

낮은 스위칭 주파수의 단상 PWM 컨버터의 전류제어기를 오차 공간에서 CRA 기법을 이용하여 제어기를 설계하였다. 제어기 설계 파라미터들을 해석적으로 구했으며 응답속도 및 오버슈트의 조절이 가능하다는 점이 매우 유용하다. 또한 제어기의 성능은 플랜트의 변동에 의한 강인성 및 부하변동에 대한 응답특성도 우수함을 확인하였다. 향후 전류제어기 뿐만 아니라 전압제어기의 구성도 CRA기법을 사용하여 DC 출력 전압의 오버슈트 및 응답특성을 개선하는 것이 필요하다.

본 연구는 산업자원부의 지역혁신 인력양성사업의 연구결과로 수행되었음

[참 고 문 헌]

[1] Y.T. Woo and Y.C. Kim, "Digital control of a single-Phase UPS inverter for robust AC-Voltage tracking, "Journal of Control, Automation, and Systems, Vol. 3, no. 4, pp. 620-630, 2005, December.
[2] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*, Prentice hall, 2002
[3] Y.C. Kim, L.H. Keel, and S.P. Bhattacharyya, "Transient response control via characteristic ratio assignment," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-48, no. 12,pp 2238-2244, DEC.2003.