

## Voltage control of three phase rectifier with current-controlled voltage type converter

우 명 호 · 정 승 기  
광운 대학교

## Voltage control of three phase rectifier with current-controlled voltage type converter

WOO MYEONG-HO · JEONG SEUNG-GI  
Kwangwoon University

### ABSTRACT

This paper deals with voltage control method of PWM rectifier using current-controlled voltage type converter. A linearized model of the current-controlled rectifier is derived, which is used to examine the effect of controller gains to its dynamic responses. Through the simulation, it is shown that the proposed model is generally valid, which is confirmed by experimental results.

### 1. 서 론

최근 자기소호형 전력용 스위칭 소자의 고속, 대용량화에 따라 이들 소자를 채용한 전류제어형 전압형 컨버터를 교류/직류 변환기로 사용하려는 연구가 진행되고 있다.<sup>[1,2,3]</sup>

기존의 위상제어 정류기는 전력회로가 간단하고 동작이 안정하지만, 단점으로 전원측에서 볼 때 전원 전류 고조파 발생, 역률 저하등의 문제점을 일으키는 것으로 알려져 있다. 이와 같은 위상제어기의 단점을 어느 정도 개선할 수 있는 방안으로 수동필터기법과 능동필터기법이 있으나 수동 필터는 계통 상태에 따라 그 특성이 달라지는 등의 결점을 여전히 가지고 있다.

전류제어형 PWM 정류기는 전압형 컨버터에 전류제어 PWM 방식을 도입하여 입력전류를 정현파에 가깝게 제어함으로써 고조파 제거용 필터 용량을 줄이고 출력전압의 맥동을 억제하며, 기준전류의 위상을 변화시켜서 역률보상 및 무효전력을 보상할 수 있다.

본 연구의 제어기법으로는 직류출력전압을 제어하기 위해 직류측 전압을 제한한 후 P,I 제어하여 기준전류의 크기를 얻고, 단위 역률 제어가 가능하도록 전원전압의 위상으로 기준전류의 위상을 취하여 실제 전류가 기준 전류를 추종하도록 하였다.

시스템을 선형 모델링한 후, 이 모델을 실제 시스템을 나타내는 모델로 근사화시키고 실험에 사용할 아날로그 PI 제어기의 비례 및 적분이득을 근사 모델을 이용하여 구하였다. 이 이득으로 수행한 디지털 시뮬레이션과 실험을 통해 실제시스템 근사모델이 실제와 유사함을 보여 제안된 제어기법의 타당성을 입증하였다.

### 2. 모델링 및 실험화

#### 2.1 시스템의 모델링

해석의 편의를 위해서 그림 1의 전류제어형 컨버터의 전류제어 동작이 이상적으로 이루어지는 것으로 가정한다. 이는 스위칭 소자의 스위칭으로 인한 전류의 리플성분을 무시함을 의미하며 그 결과 기준전류와 실제전류의 파형이 정확히 일치하게 된다. 따라서, 기준전류와 직류측전압  $V_{dc}$ 와의 관계를 구하여 전압제어기에 부가하면 전체계통의 모델링이 가능함을 알 수 있다.

기준 전류와 직류측 전압사이의 관계를 알기 위해 컨버터에 공급되는 순시전력을 살펴보면 다음과 같다.

$$P_{ac} = (\sqrt{v_{abc}})^t i_{abc}^{*bc} \quad (1)$$

한편 직류 출력 전력  $P_{dc}$ 는

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right\} + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (2)$$

식(2)에서  $V_{dc}^2$ 을  $Y$ 로 치환하고 양변을 라플라스 변환한 후 정리하면

$$\frac{Y(S)}{P_{dc}(S)} = \frac{1}{\frac{1}{2} CS + \frac{1}{R}} = \frac{2}{C} \frac{1}{S + \frac{2}{RC}} \quad (3)$$

즉, 직류 출력 전력  $P_{dc}$ 와  $V_{dc}^2$  사이에 1차 지연 관계가 있음을 알 수 있다. 이 관계에 순시전력과 직류전력이 동일하다는 가정을 추가하면 그림1을 전력개념을 이용하여 모델링할 수 있게 된다. 주목할 사항은  $V_{dc}$ 가 아닌  $V_{dc}^2$ 으로 모델링하였다는 점이다.

전압 제어기의 출력을  $I_m$ ,

$$\text{기준 전류를 } i_{abc}^{*bc} = I_m (\sqrt{v_{abc}} / V_m)$$

단,  $V_m$ 는 상전압의 최대치.

라고 정의하면 위 논의를 바탕으로 한 전체시스템 모델은 그림2와 같다.

#### 2.2 변수의 변환

근사모델의 교류변수들 직류값으로 표현하기 위해 교류변수들 전원 각속도로 회전하는 좌표축상의 변수로 변환하는 dq 변환을 행한다. dq변환행렬의 변환 벡터 Q, D를 다음과 같이 정의한다.

$$Q = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta-\gamma) \\ \cos(\theta+\gamma) \end{bmatrix} \quad D = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta-\gamma) \\ \sin(\theta+\gamma) \end{bmatrix}$$

$$\text{단, } \begin{cases} \theta = \omega t \\ \gamma = \frac{2}{3} \pi \end{cases}$$

Q, D를 이용하여 동기 회전좌표계로의 dq변환행렬 S를

$$S = \begin{bmatrix} T \\ Q^T \\ D^T \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\gamma) & \cos(\theta+\gamma) \\ \sin\theta & \sin(\theta-\gamma) & \sin(\theta+\gamma) \end{bmatrix}$$

로 정의하고,  $v_a^{abc}$ 를  $[V_m \sin\theta \quad V_m \sin(\theta-\gamma) \quad V_m \sin(\theta+\gamma)]^T$

로 하면  $v_a^{abc}$ 를 변환행렬 D로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_a^{abc} = aV_m D, \quad \text{단 } a = \sqrt{3/2} \quad (4)$$

식(4)를 dq변환하면

$$v_a^{qd} = S v_a^{abc} = S a v_a^{abc} D = a V_m \begin{bmatrix} Q^T \\ D^T \end{bmatrix} D \quad (5)$$

$Q^T D = 0$  이고,  $D^T D = 1$  이므로 dq축에서의 상전압은 다음과 같다.

$$v_a^{qd} = \begin{bmatrix} 0 \\ aV_m \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} v_a^q = 0 \\ v_a^d = aV_m \end{cases} \quad (6)$$

전류에 대해서, 전압에서 했던 과정을 되풀이 하면

$$\begin{cases} i_a^q = 0 \\ i_a^d = aI_m \end{cases} \quad (7)$$

단  $I_m$ 은 전압제어기의 출력

식(1)의 교류축 전력을 dq변환된 전압, 전류로 나타내면

$$P_{ac} = v_a^q i_a^q + i_a^d v_a^d = a V_m I_m \quad (8)$$

위 식들을 이용하면 그림 2의 근사모델을 그림3과 같이 간소화시킬 수 있다.

그림3에서  $G_c(s)$ 는 전압제어기의 전달함수,  $G_p(s)$ 는 식(3)을 대표한다. 위 모델의 전달함수  $G(s)$ 는

$$G(s) = \frac{V_d^2(s)}{V_{ref}^2(s)} = \frac{K_1 s + K_2}{s^2 + \left( \frac{2}{RC} + K_1 \right) s + K_2} \quad (9)$$

$$\text{단, } \begin{cases} K_1 = \frac{3V_{om}}{C} K_p \\ K_2 = \frac{3V_{om}}{C} K_i \end{cases}$$

한편 시스템의 전달함수로 부터

$$\frac{K_1 s + K_2}{s^2 + \left( \frac{2}{RC} + K_1 \right) s + K_2} = \frac{K_2 \left( 1 + \frac{K_1}{K_2} s \right)}{s^2 + \left( \frac{2}{RC} + K_1 \right) s + K_2} \\ \equiv \frac{\omega_n^2 (1 + as)}{s^2 + 2s\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \omega_n^2 = K_2, \quad a = \frac{K_1}{K_2} = \frac{K_p}{K_i}$$

$$2\zeta\omega_n = \left( \frac{2}{RC} + K_1 \right), \quad \text{즉 } \zeta = \frac{1}{2\omega_n} \left( \frac{2}{RC} + K_1 \right)$$

이 만족되는데  $\zeta = 1$  즉, 임계감쇠일 경우, 비례이득  $K_p$ 와 적분이득  $K_i$  사이의 관계식은

$$K_i = \frac{C}{3V_m} \left( \frac{1}{RC} \right)^2 + \frac{1}{RC} K_p + \frac{3V_m}{4C} K_p^2 \quad (11)$$

2.3 실제의 경우(Practical case)와 모델링 사이의 관계

그림3의 시스템 모델과 그림1의 전체 시스템 구성도의 전압제어기 입·출력사이의 관계를 같이 그리면 그림4와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{그림 4(b)에서 } e = V_{ref}^2 - V_{dc}^2 \quad (12-a)$$

$$\text{그림 4(a)에서 } e' = V_{ref} - V_{dc} \quad (12-b)$$

식(12-b)를 다시 쓰면

$$V_{dc} = V_{ref} - e' \quad (13)$$

따라서 모델링에서의 전압오차  $e$ 는

$$e = V_{ref}^2 - (V_{ref} - e')^2 = 2V_{ref}e' - e'^2 \quad (14)$$

만약  $2V_{ref} \gg e'$  면

$$e \approx 2V_{ref}e' \quad (15)$$

즉, 실제 시스템을 식(15)를 만족하도록 기준전압과 초기 충전전압을 맞추면 실제시스템을 선형모델링을 사용하여 그림5와 같이 근사화시킬 수 있게된다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험

직류 출력 전압 특성

이상의 논의를 실험 및 시뮬레이션으로 검증하였다. 검증 시 시스템 상태를 정리하면 다음과 같다.

전원전압의 선간최대치	70[V]
전원 주파수	60[Hz]
초기 충전 전압	105[V]
직류축 기준전압	120[V]
부하 저항	37.5[Ω]
직류축 캐패시터 용량	4700[μF]
컨버터의 교류축 인덕턴스	4.1[mH]

그림6(a), (b)는  $K_p=4, K_i=111$  일 때, 그리고 그림 7(a), (b)는  $K_p=4, K_i=266$ 일 때의 시뮬레이션 및 관측파형을 각각 보여주고 있다. 아날로그 P, I 제어기의 이득  $K_p, K_i$ 의 선형 모델에서의  $K_p', K_i'$  값과 감쇠비는 아래와 같다.

	선형모델의 $K_p, K_i$	감쇠비( $\zeta$ )
$K_p=4$	$K_p'=0.00185$	0.908
$K_i=111$	$K_i'=0.05149$	
$K_p=4$	$K_p'=0.00185$	0.587
$K_i=266$	$K_i'=0.12315$	

감쇠비에서도 알 수 있듯이 감쇠비가 작은 그림6(b)의 경우가 그림6(a)보다 과도상태에서 부족감쇠현상이 더 크게 일어났다.

### 4. 결 론

전류제어형 컨버터의 비선형 특성을 선형화한 후, 근사화시킨 모델을 사용해 실제시스템을 해석적인 방법으로 분석할 수 있음을 밝혔다. 전압제어기의 이득이 출력전압의 동특성에 미치는 영향을 살펴보고, 실험결과를 통해 과도

상태 및 정상상태에서도 잘 동작함을 알 수 있었다. 그리고, 실험과 시뮬레이션을 통해 근사화된 모델의 전압제어기 이득에 의한 출력전압특성과 아날로그 P,I 제어기의 이득에 의한 출력전압특성이 거의 유사함을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] Akira Nable, Satoshi Ogasawa, Hirofumi Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., 1986, pp. 697-701.
- [2] Boon Teck Ooi, John C. Salmon, Juan W. Dixon, Ashok B. Kulkarni, "A Three-phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Powerfactor", IEEE Tran. Ind. Appl., 1987, pp. 124-130.
- [3] Omar Stihl, Boon Teck Ooi, "A Single-phase Controlled Current PWM Rectifier", IEEE Tran. Ind. Appl., 1988, pp. 453-459.
- [4] D. M. Brod, D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE- IAS Conf. Rec., 1984, pp. 418-425.

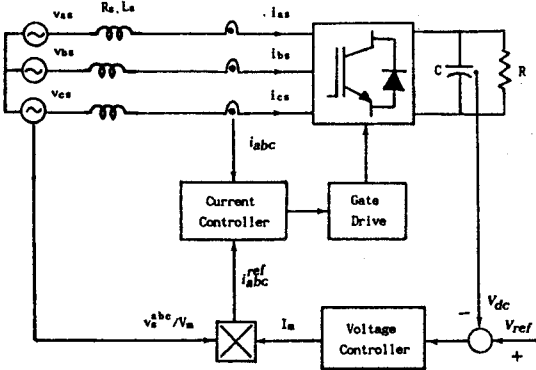


그림1. 전체 시스템 구성도

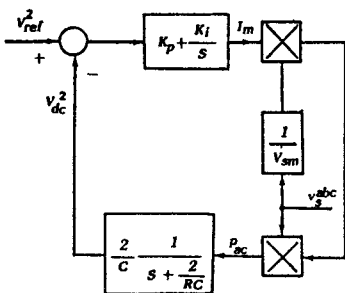


그림2. 시스템의 근사모델

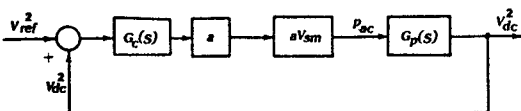


그림3. 간소화된 시스템 모델

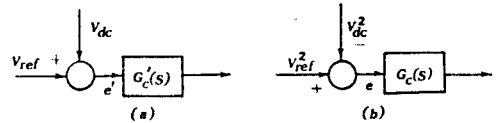


그림4(a) 실제의 경우

그림4(b) 모델링의 경우

그림4. 실제와 선형모델의 전압제어기 입출력 관계

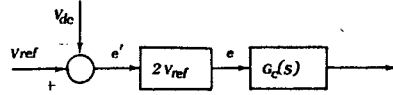


그림5. 근사화된 실제시스템

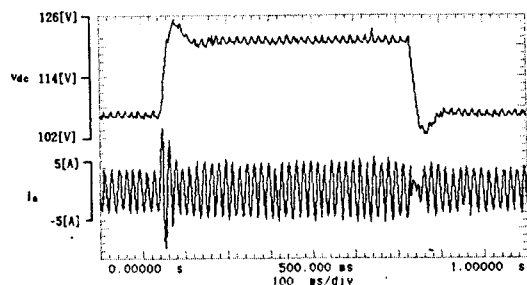
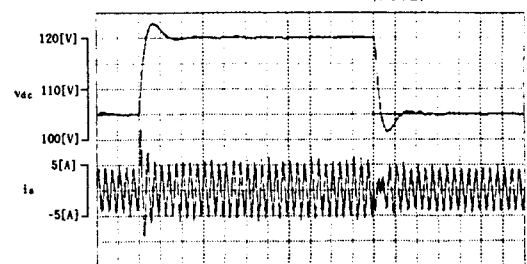
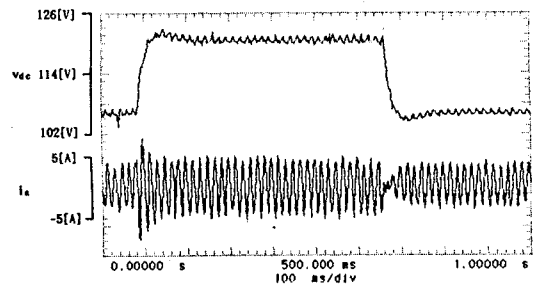
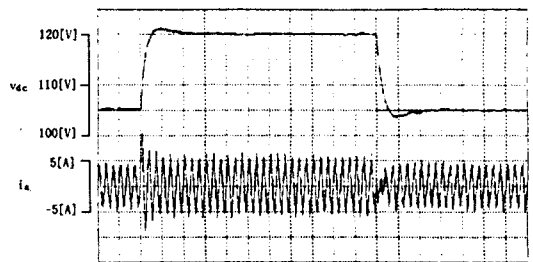


그림6(a) K<sub>p</sub>=4, K<sub>i</sub>=111일 때의 출력전압 및 a상 전류

그림6(b) K<sub>p</sub>=4, K<sub>i</sub>=266일 때의 출력전압 및 a상 전류

위 파형 : 시뮬레이션 파형