

PI 제어기의 내부원리를 이용한 PWM AC-DC 컨버터의 새로운 전류제어

* 허태원* · 황영민* · 김영빈* · 이현우** · 우정인*
 동아대학교* · 경남대학교**

Novel current control for PWM AC-DC converter using internal principle of PI controller

* T.W.Heo* · Y.M.Hwang* · Y.B.Kim* · H.W.Lee** · J.I.Woo*
 Dong-A Univ.* · Kyung-Nam Univ.**

Abstract - This paper presents a novel current control system to eliminate the steady state control error for PWM AC-DC converter. A general mathematical model of the converter which is represented as a state-space model is established. The state-space model is used for the simulation of converter with the proposed tracking control system of sinusoidal current.

In this system, a novel current control which do not require coordinate transformations using internal principle of PI controller is described. It is proved that the steady state deviation reduce to zero through a transfer function of source current control system.

Finally, simulations show good source current control characteristics by means of a simplified control system which do not require coordinate transformations.

1. 서 론

기존의 AC-DC 컨버터로는 다이오드 모듈 정류기 또는 사이리스터 위상제어 정류기가 대부분 이었다. 그러나 이러한 정류기들은 역률이 떨어지고 선전류에 고조파가 많이 포함된다는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점들은 전력계통에 악영향을 끼치므로 안정된 전원전력을 요구하는 정밀 부하기기의 오동작 및 파손을 야기시킬 수 있다. 이에 대한 해결책으로 전력용 스위칭 소자로 구성된 정류와 회생능력을 함께 가지는 PWM AC-DC 컨버터가 사용되고 있으며, 역률개선 및 고조파 제어를 위하여 여러 제어기법들이 적용되고 있다. 3상 PWM AC-DC 컨버터의 전원전류 제어기로서 PI 제어기가 적용될 경우, PI 제어기의 적분동작은 정상상태 오차를 직류성분에 대해서만 완전히 제거할 수 있기 때문에, 정상상태 오차를 완전히 제거하기 위해서는 3상 교류성분을 직류성분으로 좌표변환 하여야 한다. 그러므로, 복잡한 제어계의 구성을 피할 수 없게 된다.

본 논문에서는 일반적인 PI 제어기를 정현추종 모델로 대체함으로써 간소화된 정정 제어계로 구성하여 전원전류 제어를 행하고자한다. 즉, 제안하는 제어계의 지령치인 정현파 신호의 극과 동일한 극을 가지도록 제어계를 구성하여 제어계의 내부에서 좌표변환 알고리즘을 필요로 하지 않는 간소화된 제어계를 구성한다.

2. 3상 전압형 PWM 컨버터의 수학적 모델링

3상 전압형 PWM 컨버터의 주회로는 그림 1과 같다. 여기서, v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} 는 전원 상전압, i_a, i_b, i_c 는 전원전류, v_{ia}, v_{ib}, v_{ic} 는 브리지 입력 상전압, v_d 는 직류 출력전압이고, L 과 R 은 교류측 인덕터와 저항분, C 와 R_d 는 직류측 커패시터와 부하저항을 나타낸다.

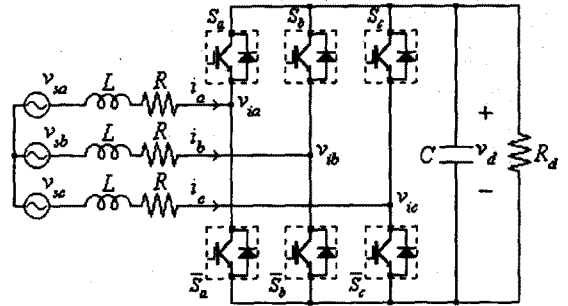


Fig. 1 Main circuit of three-phase voltage source PWM converter

그림 1로부터 식 (1)과 (2)를 구할 수 있다.

$$L \frac{di_a}{dt} = v_{sa} - Ri_a - v_{ia}$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_{sb} - Ri_b - v_{ib} \quad (1)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_{sc} - Ri_c - v_{ic}$$

$$C \frac{dv_d}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_d}{R_d} \quad (2)$$

여기서, S_a, S_b, S_c 는 각 상의 스위칭함수로서, ON 상태일 때는 1이고, OFF 상태일 때는 0이다. 상·하 스위치는 동시에 ON 될 수 없으며, $S_a + \overline{S_a} = 1$ 이다. 나머지 두 상에 대해서도 동일하다.

식 (1)에서 v_{ia}, v_{ib}, v_{ic} 를 S_a, S_b, S_c 에 대하여 다시 쓰면, 다음과 같은 상태공간 모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L}(S_a - \frac{S_k}{3}) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L}(S_b - \frac{S_k}{3}) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}(S_c - \frac{S_k}{3}) \\ \frac{S_a}{C} & \frac{S_b}{C} & \frac{S_c}{C} & -\frac{1}{CR_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, $S_k = S_a + S_b + S_c$ 이다.

이 상태공간 모델을 이용하여 전압형 PWM AC-DC 컨버터의 시뮬레이션을 행한다.

3. 전원전류 제어계

3.1 일반적인 컨버터의 제어블럭 선도

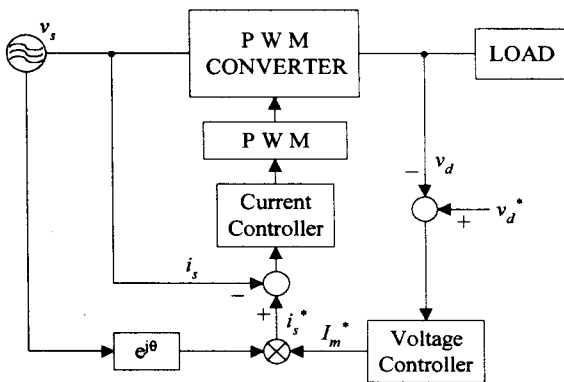


Fig. 2 Block diagram of converter system

그림 2는 컨버터의 일반적인 전체 제어블럭 선도를 나타낸다. 검출된 직류전압 v_d 로부터 전압제어기에 의하여 전원전류 전폭지령치 I_m^* 를 생성한다. 이 값은 전원측에서 검출된 단위정현파 신호와 곱해져서 전원전류 지령치 i_s^* 를 만들어 낸다. 전원전류 지령치는 실제 전류와 비교되어 제어 신호원이 된다.

그림 2에서 PI 제어기가 전류제어기로 사용 되었다면 제어계 내부에 좌표변환 알고리즘이 포함될 것이다.

3.2 전원전류 제어계의 구성

그림 2에서 지령치 i_s^* 가 계단입력이라면, PI 제어기를 사용하여 정상상태 오차를 제거할 수 있다. 그리고 적절히 비례 제어기 이득을 선정함으로써 과도상태 특성을 개선시킬 수 있고, PI 제어기에 있어서 적분기의 경우 계단 입력인 지령치의 극과 적분기의 극이 동일함을 알 수 있다.

이러한 특성을 이용하여 PI 제어계에서 동일 극의 적

분기를 채택하는 원리로서 전원전류에 대한 지령치 신호인 정현파 신호의 극과 동일한 극을 가지도록 제어계를 구성한다.

이 제어계는 교류성분인 전원전류를 직류성분화 하기 위한 좌표변환 없이 전류를 제어 할 수 있다. 보상기의 구성은 그림 3에서 보듯이 비례이득 K_p , 정현파 지령치 신호의 극과 동일한 극을 갖는 전달함수 $G_{C1}(s)$ 와 양호한 과도특성을 얻기 위하여 정현파 신호의 지수함수적으로 감소하는 성분에 대한 전달함수 $G_{C2}(s)$ 로 구성된다. 그리고, $G_p(s)$ 는 컨버터 교류측의 L 과 R 로 구성된 회로의 전달함수를 나타낸다.

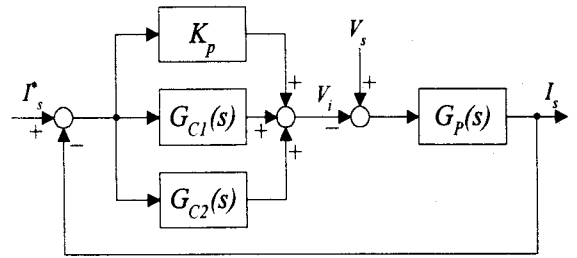


Fig. 3 Block diagram of source current control system

3.3 전원전류 제어계의 전달함수

폐루프계가 점근안정에 있는 경우, 각 상태량의 초기치는 제어량의 정상치에 영향을 주지 않기 때문에 전달함수를 이용한 정상상태 특성 해석이 가능하다. 따라서 제안한 전원전류 제어계가 점근안정한 조건을 만족한다고 가정하고 해석한다.

그림 3의 제어블럭선도에서 각각의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (4)$$

$$G_{C1}(s) = \frac{K_{C1}}{s^2 + \omega^2} \quad (5)$$

$$G_{C2}(s) = \frac{K_{C2}}{s + \omega} \quad (6)$$

여기서, ω 는 지령치신호의 각주파수이다.

전원전류 지령치 I_s^* 에 대한 전원전류 I_s 의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{I_s(s)}{I_s^*(s)} = \frac{-(K_p + G_{C1}(s) + G_{C2}(s))G_p(s)}{1 - (K_p + G_{C1}(s) + G_{C2}(s))G_p(s)} \quad (7)$$

식 (4), (5), (6)을 식 (7)에 대입하고, 전원주파수에 대한 특성을 확인하기 위하여 $s = \pm j\omega$ 를 대입하여 풀면, 그 결과는 다음과 같다.

$$\frac{I_s(\pm j\omega)}{I_s^*(\pm j\omega)} = 1 \quad (8)$$

I_s^* 에 대한 I_s 의 전달함수가 1이라는 것은 각각의 파라메타 값들에 영향을 받지않고 정상상태 오차가 0이 됨을 의미한다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 제어기법의 타당성을 검토하기 위하여 다음과 같이 시뮬레이션을 행하였다. 컨버터 모델링은 식 (3)의 상태공간 모델을 이용하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템 사양은 표 1에 주어진다.

Table 1 Simulation parameter

ac side inductance	$L = 7.5 [mH]$
ac side resistance	$R = 0.45 [\Omega]$
dc side capacitance	$C = 500 [\mu F]$
load resistance	$R_d = 35 [\Omega]$
supply voltage	$v_s = 100 [V]$
supply frequency	$f = 60 [Hz]$
dc voltage reference	$v_d^* = 200 [V]$

그림 4는 좌표변환을 행하지 않고 전원전류 제어기로서 PI 제어기를 사용하였을 경우의 파형 ①에서 지령치와 파형 ②에서 전원전류를 나타내고 있다. 정현파 교류신호에 대해서 PI 제어기로는 정상상태 오차가 완전히 제거되지 않고 항상 존재함을 알 수 있다.

0.104[sec] 경과시점에서 전원전류 지령치 진폭을 20[A]에서 10[A]로 변화 시켰다. 이후에도 지속적으로 오차가 존재함을 알 수 있다.

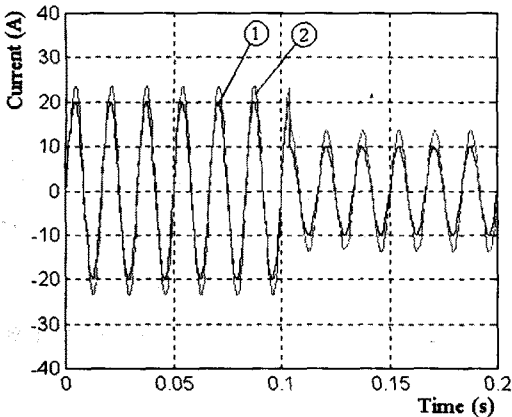


Fig. 4 Reference current and source current with PI controller

그림 5는 본 논문에서 제안하는 제어기를 사용하였을 경우의 파형 ①에서 지령치와 파형 ②에서 전원전류를 나타내고 있다. 정현파 교류신호에 대해서 본 제어기는 정상상태 오차를 완전히 제거할 수 있음을 알 수 있다.

K_p 와 $G_{Cl}(s)$ 만으로 제어기를 구성한 경우에는 시뮬레이션 시작시에 지령치에 대한 과도상태가 3주기 이

상 지속되었으나 전달함수 $G_{Cl}(s)$ 를 제어계내에 삽입하여 과도특성을 그림 4와 같이 개선하였다.

0.104[sec] 경과된 시점에서 전원전류 지령치 진폭을 20[A]에서 10[A]로 변화 시켰을 경우에 대해서도 양호한 과도특성을 보여주고 있다. 그리고 완벽하게 정상상태에 도달하고 있다.

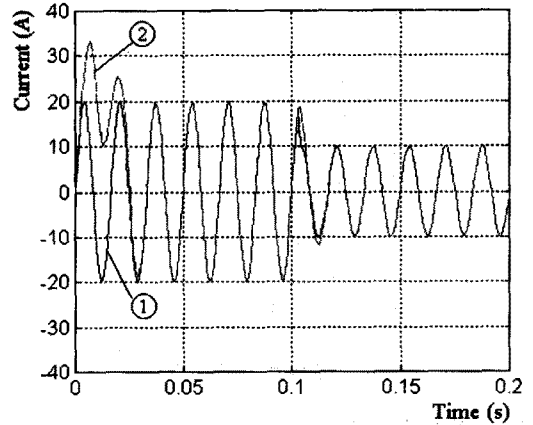


Fig. 5 Reference current and source current with proposed controller

5. 결론

본 논문에서는 PI 제어기를 정현추종형 수정모델로 대체 하므로서 간소화된 정정 제어계를 구성하여 전원전류 제어를 행하였다. 제어계 내부에 지령치 즉, 정현파의 극과 동일한 극을 가지는 전달함수와 정현파의 지수함수적으로 감소하는 성분의 전달함수를 삽입하여 정상상태 오차를 완전히 제거할 수 있었으며, 또한 과도특성도 개선하였다.

본 논문에서 정현추종형 모델로서 제안한 전원전류 제어 기법의 이론적인 해석과 시뮬레이션을 바탕으로 IGBT를 스위칭 소자로한 3상 전압형 컨버터 시스템에 향후 적용할 예정이다.

(참고 문헌)

- [1] JUAN W. DIXON and BOON-TECK OOI, "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, pp. 508-515, 1988
- [2] Rusong Wu, Shashi B. Dewan, and Gordon R. Slemon, "Analysis of a PWM ac to dc Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. Industry applications, Vol. 27, No. 4, pp. 756-764, 1991
- [3] Takashi Sukegawa, Kenzo Kamiyama, Junichi Takahashi, Takashi Ikimi, and Mitsugu matsutaka, "A Multiple PWM GTO Line-Side Converter for Unity Power Factor and Reduced Harmonics", IEEE Trans. Industry applications, Vol. 28, No.6, pp. 1302-1308, 1992