

전압형 PWM컨버터의 전원전류제어에 관한 연구

· 박지호*, 이채동*, 고성현*, 조용길*, 우정인*
 동아대학교 전기공학과*

The Study on Source Current Control of the Voltage Source PWM Converter

· J.H.Park*, C.D.Lee*, S.H.Gho*, Y.G.Cho*, J.I.Woo*
 Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.*

Abstract - In this paper, a source current controlled-scope of the Voltage source PWM converter is considered from one-phase equivalent circuit. And for the improvement of transient characteristics, the state quantity of bridge current that is returned from it's error is controlled. With the result of that the bridge current is controlled, this state quantity is known that it is a equivalent braking resistor.

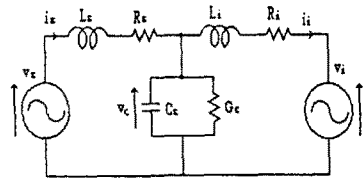


그림 1 교류측 1상분 등가회로

1. 서 론

기존의 AC-DC 전력변환장치는 위상제어 정류기들이 주로 사용되어져 왔다. 이러한 위상제어 정류기들은 검호각이 증가할 때 역률이 감소하는 단점이 있다. 또한 교류입력측 선로상에 막대한 양의 고조파를 발생시켜 이들이 전력계통내로 유입되어 전원전류의 왜형을 초래하며, 타 부하기에 악영향을 미치므로 전력변환장치의 특성을 보다 양호하게 개선할 필요가 있다. 더욱이, 이러한 전력변환장치들은 정류동작과 회생동작시 빠른 다이내믹 특성을 요구한다. 이러한 요구조건들을 만족시키기 위해서는 전압형 PWM컨버터가 적합하다. 이 전압형 PWM컨버터는 DC출력전압을 제어하면서 AC측 입력전류를 정현파로 유지시킬 수가 있으며, 단위역률제어, 고조파 감쇄, 양방향의 전력변환, 빠른 부하변동 보상 등의 특성을 갖고 있기 때문에 중대용량의 고성능 전동기 제어시스템의 가변속 제어분야에 널리 쓰이고 있다.

본 논문에서는 이러한 전압형 PWM컨버터의 교류측 1상분 등가회로를 바탕으로 전원전류 실효치의 제어가 가능 범위를 고찰하고, 전원전압에 대한 정상상태의 교류측 리액터의 전압강하를 보상하는 feedforward 제어에 관하여 검토한다. 또한, 과도상태에 있어서 전원전류에 직류성분이 중첩하는 과도특성 개선을 목적으로 컨버터의 교류측 전류의 상태량을 귀환해서 오차성분을 제어하는 것에 관하여 고찰하고자 한다.

2. 전원전류 실효치의 제어가능 범의

그림 1은 LC필터가 결합된 기본적인 3상 PWM컨버터의 교류측 1상분 등가회로를 나타낸다.

위의 등가회로에 의해서 LC필터의 회로 방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_s}{dt} &= v_s - v_c - R_s i_s \\ C_c \frac{dv_c}{dt} &= i_s - i_i - G_c v_c \\ L_i \frac{di_i}{dt} &= v_c - v_i - R_i i_i \end{aligned} \quad (1)$$

또한, 이 등가회로를 바탕으로 전원전류 실효치의 제어가능 범위를 구하기 위해서 phase도를 그리면 그림 2와 같이 된다.

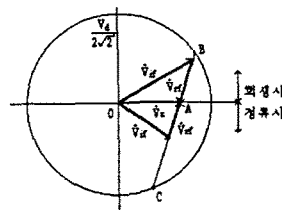


그림 2 제어가능 범위를 나타내는 phase도

그림 2의 phase도에서 V_{if} 는 식 (2)와 같이 된다.

$$V_{if} = \sqrt{(V_s - RI_{if})^2 + (\omega_s LI_{if})^2} \quad (2)$$

여기서, 전원전류의 실효치 I_{if} 는 회생시에는 (-), 정류시에는 (+)의 값이다.

PWM제어에서 상전압 제어방식의 경우 컨버터의 교류측 상전압의 기본파성분 진폭의 최대치는 직류전압 V_d 의 1/2이며, 변조도 k 의 제곱은 식 (3)과 같다.

$$k^2 = \left(\frac{\sqrt{2} V_{if}}{V_d/2} \right)^2 = \frac{8}{V_d^2} \cdot \{ (V_s - RI_{if})^2 + (\omega_s LI_{if})^2 \} \quad (3)$$

상전압 제어방식의 경우 PWM제어를 정상적으로 하

기 위해서는 변조도 k 를 1이하로 하여야 하기 때문에 k^2 도 1이하여야 한다. 따라서, 식 (3)에서 $k^2=1$ 로 두면 전원전류의 범위는 식 (4)와 같이 된다.

$$\frac{RV_1 - \sqrt{R^2 V_1^2 - (R^2 + \omega_1^2 L^2)(V_1^2 - V_d^2/8)}}{R^2 + \omega_1^2 L^2} \leq I_{ij} \leq \frac{RV_1 + \sqrt{R^2 V_1^2 - (R^2 + \omega_1^2 L^2)(V_1^2 - V_d^2/8)}}{R^2 + \omega_1^2 L^2} \quad (4)$$

다음으로 제어가능 범위를 그림 2의 phase도를 이용하여 고찰하면 상반면의 \dot{V}_{ij} 와 \dot{V}_{ij} 는 회생시를 가리키고, 하반면은 정류시를 가리킨다. \dot{V}_i 는 회생시 및 정류시에 공통이다. V_{ij} 를 리액터의 임피던스 ($\sqrt{R^2 + \omega_1^2 L^2}$)로 나눈 값이 I_{ij} 의 절대치가 되기 때문에 이 phase도에서도 전원전류 실효치의 제어가능 범위를 알 수 있다. 또한, 교류측 리액터의 저항분 R의 영향에 의해서 전원전류 실효치의 제어가능 범위는 정류시보다 회생시가 좁다.

3. 제어원리

그림 3은 본 논문에서 다루는 전압형 PWM컨버터의 주회로와 제어계를 나타낸다.

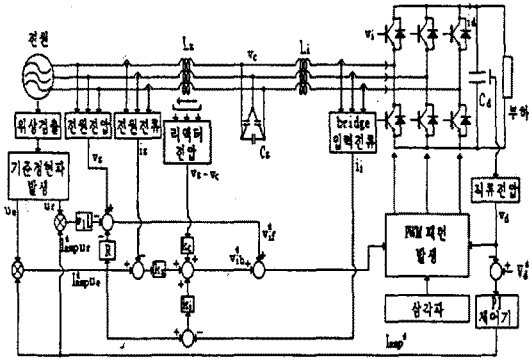


그림 3 주회로 및 제어계

우선 정상성분에 있어서 전원전압에 대한 교류측 리액터의 전압강하를 보상하기 위해서 feedforward 제어에 관하여 고찰하면, 교류측 회로는 리액터만 (L , 및 L_i)으로 가정하여 v_i 는 식 (5)와 같다.

$$v_i = v_c - (R_s + R) i_i - (L_s + L_i) \frac{di_i}{dt} \quad (5)$$

식 (5)에 의해서 정상성분에 관한 컨버터의 교류측 상전압의 지령치 v^*_{ij} 는 식 (6)과 같다.

$$v^*_{ij} = v_c - ((R_s + R) u_c + \omega_1 (L_s + L_i) u_c) I^*_{oms} \quad (6)$$

다음으로 과도특성 개선을 목적으로 LC필터의 상태를 컨버터의 교류측 상전압 지령치에 귀환하면 LC필터의 상태귀환 성분 v^*_{ib} 는 식 (7)과 같다.

$$v^*_{ib} = k_1 (I^*_{oms} u_c - i_i) + k_2 (v_c - v_i) + k_3 (I^*_{oms} u_c - i_i) \quad (7)$$

여기서, 정상성분은 feedforward 제어되기 때문에 상태귀환 제어는 정상성분에서 오차에 대해서만 고찰하며, 따라서 상태량 i_s, v_c, i_i 는 그 정상성분에서의 오차를 귀환한다.

결국, 컨버터의 교류측 상전압의 지령치 v^*_i 는 feedforward 제어에 의해서 발생한 기본파 성분의 지령치 v^*_{ij} 와 상태귀환 성분 v^*_{ib} 의 합으로 되며, 이 지령치와 삼각파(캐리어신호)를 비교하는 것에 의해서 전압형 PWM컨버터의 전원전류를 제어한다.

$$v^*_i = v^*_{ij} + v^*_{ib} \quad (8)$$

4. 상태귀환 제어

식 (1)에 의해서 그림 3의 제어계의 상태방정식은 식 (9)와 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ij} + i_{ib} \\ v_{cf} + v_{cb} \\ i_{ij} + i_{ib} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{G_c}{C_s} & -\frac{1}{C_s} \\ 0 & \frac{1}{L_i} & -\frac{R_i}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ij} + i_{ib} \\ v_{cf} + v_{cb} \\ i_{ij} + i_{ib} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ v_{ij} + v_{ib} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, $i_{sf}, v_{cf}, i_{ij}, v_{ij}$ 는 각각 i_s, v_c, i_i, v_i 의 정상성분을, $i_{ib}, v_{cb}, i_{ib}, v_{ib}$ 는 오차를 나타낸다. 또한, i_s, v_c, i_i, v_i 는 식 (10)과 같다.

$$i_s = i_{ij} + i_{ib}, \quad i_i = i_{ij} + i_{ib} \quad (10)$$

$$v_c = v_{cf} + v_{cb}, \quad v_i = v_{ij} + v_{ib}$$

식 (9)에서 오차성분만의 상태방정식은 식 (11)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ib} \\ v_{cb} \\ i_{ib} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{G_c}{C_s} & -\frac{1}{C_s} \\ 0 & \frac{1}{L_i} & -\frac{R_i}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ib} \\ v_{cb} \\ i_{ib} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ v_{ib} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서, 전원상전압 v_s 는 변형이 없는 정현파로 가정하고 있기 때문에 오차성분은 0이고 각 상태변수의 초기치는 0이라고 가정한다. 따라서, 식 (11)의 라플라스 변환은 식 (12)와 같다.

$$s \begin{bmatrix} I_{ib} \\ V_{cb} \\ I_{ib} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{G_c}{C_s} & -\frac{1}{C_s} \\ 0 & \frac{1}{L_i} & -\frac{R_i}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ib} \\ V_{cb} \\ I_{ib} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{ib} \end{bmatrix} \quad (12)$$

그러므로, 식 (11)과 (12)는 식 (13)과 같이 된다.

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (13)$$

$$sX = AX + bU$$

이와 같은 상태귀환계의 귀환이득 행렬 g 는 식 (14)와 같다.

$$g = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & k_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

또한, 귀환벡터 u_b 는 식 (15)와 같다.

$$u_b = gx = \begin{bmatrix} 0 \\ -v_{ib} \end{bmatrix} \quad (15)$$

따라서, 상태귀환 제어를 행한 경우의 입력변수 벡터 u 는 식 (16)과 같으며,

$$u = u - u_b = u - gx \quad (16)$$

상태귀환 제어를 행한 경우의 상태방정식은 식 (17)과 같다.

$$\dot{x} = (A - bg)x + bu \quad (17)$$

식 (16)의 양변을 라플라스 변환하면 식 (18)과 같으며,

$$sX = (A - bg)X + bU \quad (18)$$

상태귀환계의 특성방정식은 식 (19)와 같다.

$$IsI - A + bgi = 0 \quad (19)$$

이상의 논의에서 식 (19)의 상태귀환계의 귀환이득 k_s, k_c, k_i 를 각각 변화시키면서 상태방정식의 근궤적을 그려본 결과, k_s, k_c 의 변화는 시스템을 불안정하게 한다. 따라서, 컨버터의 교류측 전류 i_i 만 귀환하면 충분하다는 것을 알 수 있다. 그러므로, 컨버터의 교류측 상전압의 지령치의 상태귀환 성분 v^*_{ib} 는 컨버터의 교류측 전류 i_{ib} 만을 귀환한다면 식 (15)에 의해서 식 (20)과 같이 된다.

$$v^*_{ib} = -k_i i_{ib} \quad (20)$$

식 (20)에서 상태귀환 제어는 $-k_i[\Omega]$ (단 $-k_i > 0$)의 등가제동저항으로서 기능한다는 것을 알 수 있다. 따라서 등가저항 $-k_i[\Omega]$ (단 $-k_i > 0$)이 클수록 오차전류의 감쇠가 빠르다. 결국, 이러한 상태귀환제어의 원리는 자신이 발생한 전원전류의 오차성분을 자기 자신이 발생하는 전압으로 억제하는 것이다.

5. 시뮬레이션

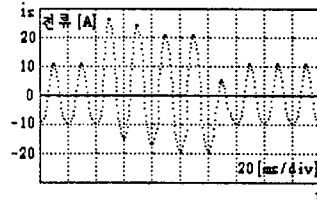
상태귀환 제어에 의한 전압형 PWM컨버터의 전원전류의 과도특성의 개선을 고찰하기 위하여 표 1과 같은 회로정수로 시뮬레이션한 결과를 그림 4에 나타내었다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로정수

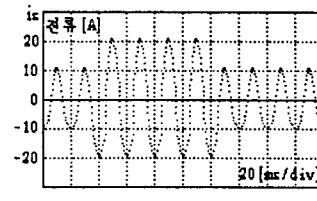
교류측 리액터	전원측	인덕턴스	$L_s = 2.87 [mH]$
		저항	$R_s = 0.2[\Omega]$
	bridge측	인덕턴스	$L_i = 3.41 [mH]$
		저항	$R_i = 0.2[\Omega]$
필터 콘덴서의 용량			$C_s = 46.7 [\mu F]$
교류측 전원 선간전압 실효치			$V_s = 100 [V]$
직류 전압			$V_d = 200 [V]$
전원 주파수			$f_1 = 60 [Hz]$
스위칭 주파수			$f_c = 1.2 [kHz]$
상태귀환 이득	전원 전류		$k_s = 0$
	필터콘덴서의 상전압		$k_c = 0$
	bridge의 교류측 상전압		$k_i = -8$

그림 4(a)는 상태귀환 제어를 행하지 않은 경우이며, 그림 4(b)는 상태귀환 제어를 행한 경우의 전원전류 i_i 의 파형이다. 시뮬레이션에서 전원전류의 진폭지령치 I^*_{amp} 는 10[A]에서 20[A]로 변화시키고, 다시 4주기 후에 10[A]로 변화시켰다.

그림 4(a)에서는 과도시에 전원전류에 직류성분이 증첩함을 알 수 있다. 그림 4(b)에서는 과도시에 전원전류에 직류성분이 증첩하는 것이 없다. 결국 상태귀환 제어의 경우에는 과도특성이 양호한 것을 알 수 있다.



(a) 상태귀환 제어를 행하지 않은 경우



(b) 상태귀환 제어를 행한 경우

그림 4 과도특성에 대한 시뮬레이션

6. 결론

본 논문에서는 먼저 전압형 PWM컨버터의 교류측 1상분 등가회로를 바탕으로 전원전류 실효치의 제어가능범위를 고찰하고, 전원전압에 대한 정상상태의 교류측 리액터의 전압강하를 보상하는 feedforward 제어에 관하여 검토하였다. 또한, 과도상태에 있어서 전원전류에 직류성분이 증첩하는 과도특성 개선을 목적으로 전원전류, 콘덴서 전압 및 컨버터의 교류측 전류의 상태량을 귀환해서 오차성분을 제어한 결과 과도특성 개선의 경우는 컨버터의 교류측 전류의 상태량만 귀환해도 되며, 이 상태량은 자신이 발생한 전원전류의 오차성분을 자기 자신이 발생하는 전압으로 억제하는 등가제동저항으로 기능한다는 것을 알았다.

마지막으로, 시뮬레이션을 통하여 상태귀환 제어의 경우 전원전류의 과도특성이 양호한 것을 확인했다.

[참고 문헌]

- [1] H. Sugimoto, S. Morimoto and M. Yano, "A High performance control method of a Voltage type PWM converter", PESC'88 Record, pp. 360-368, 1988.
- [2] E. Wernekinck, A. Kawamura and R. Hofst, "A high frequency AC/DC converter with unity power and minimum harmonic distortion", IEEE-PESC Record, pp. 264-270, 1987.
- [3] S.Fukuda, Y.Iwaji and T.Aoyama, "Modelling and Control of Sinusoidal PWM rectifiers", EPE. proc. pp. 115-120, 1993.