

PWM 컨버터의 PI Type 비간섭 제어

임 선경, 정 진환, 남 광희
포항공과대학교 전자전기공학과

PI Type Decoupling Control Scheme for PWM Converters

Sunkyoung Lim, Jinhwan Jung, Kwanghee Nam
Department of Electrical Engineering, POSTECH University.

Abstract - 컨버터나 인버터의 운전에 있어서 비간섭 전류제어는 그 시스템의 성능에 직접적으로 영향을 주는 중요한 요인이다. 하지만 일반적인 비간섭 제어방식은 모터나 입력 인덕터에 파라미터 오차가 있으면 잘 동작하지 않는다. 이 논문에서는 PI 형태의 새로운 비간섭제어 방식을 제안하였다. 이 방식의 가장 큰 장점은 파라미터 오차에 대해 강인성을 가지는 것이다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어기의 성능을 살펴 보았다.

1. 서 론

전압원 PWM 컨버터는 DC 링크전압을 일정하게 제어할 뿐만 아니라, 단위역률 운전을 보장하며, 정현파 전류 발생으로 인해 고조파 성분을 감소시킨다. 부하의 갑작스런 변동에 대해서도 DC 링크전압의 dip이 없도록 컨버터를 제어하려면 많은 양의 d상 전류를 공급하거나 제거해야 한다. 하지만 q상이 간섭되어 있으므로 DC 링크전압에 dip이 생기며, 응답시간이 길어지게 된다. 그러므로 컨버터의 성능을 향상시키기 위해서는 d상과 q상 전류의 비간섭 제어가 필요하다. 일반적인 전향 비간섭 제어 방식은 입력측 인덕터(L)값의 오차와 전류 측정 오차에 의해 완전한 비간섭 제어를 구현하지 못한다.

여기서는 전향 비간섭 제어방식 대신에 PI 형태의 보상기를 사용한 새로운 비간섭 제어기를 제안하여, 전류제어기의 응답속도를 향상시켰다. 또한 이 제어기는 파라미터 오차에 강인한 특성을 가진다. 이러한 특성들을 시뮬레이션을 통해 일반적인 비간섭제어기와 비교하였다.

2. 전향 비간섭 제어 방식

PWM 컨버터와 변수들을 그림 1에 나타내었다.

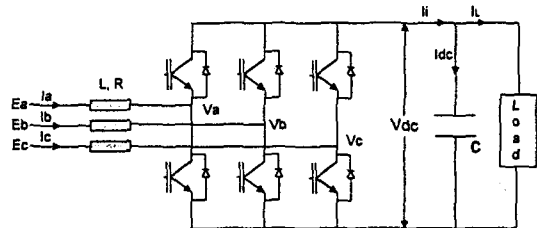


그림 1. 3상 PWM 컨버터 회로도.

컨버터의 dq 동기좌표계에서의 전압, 전류 방정식은 다음과 같다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} = i_i - i_L \quad (1)$$

$$L \frac{di_d^*}{dt} = -Ri_d^* + E_d^* - V_d^* + L\omega i_q^* \quad (2)$$

$$L \frac{di_q^*}{dt} = -Ri_q^* + E_q^* - V_q^* - L\omega i_d^*$$

여기서 i_d^*, i_q^* 는 동기좌표계 d,q축 전류, E_d^*, E_q^* 는 d,q축 입력 전원전압, V_d^*, V_q^* 는 컨버터 출력 전압을 나타낸다. 동기좌표계의 d축을 전원 전압 벡터에 설정하였기 때문에 $E_q = 0$ 가 된다. (2)에서 보듯이 d,q축 간섭항인 $L\omega i_q^*$ 와 $-L\omega i_d^*$ 를 보상해 주지 않으면 부하의 변동에 따라 DC 링크전압이 흔들리며, 전류 응답속도가 길어지게 된다. 이러한 간섭항을 보상하기 위해 일반적으로 전향제어 보상방식을 사용한다. PI 전류제어기와 전향 보상기를 사용하여 컨버터의 전압 지령을 다음과 같이 선택한다.

$$V_d^* = E_d^* + \omega \hat{L} i_q^* - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_d^* - i_d^*) \quad (3)$$

$$V_q^* = -\omega \hat{L} i_d^* - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_q^* - i_q^*)$$

(3)에서 \hat{L} 값에 오차가 존재하면 $(L - \hat{L})\omega i_q^*$.

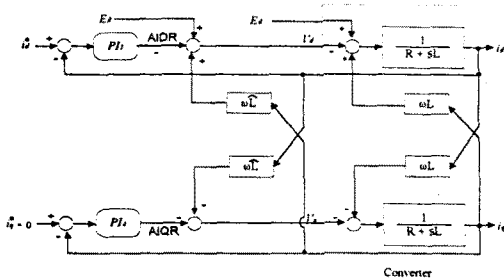


그림 2. 동기좌표계에서의 PI 전류제어기와 전향 비간섭 제어방식의 블록 다이어그램.

$(L-\hat{L})\omega i_d^*$ 만큼의 보상 오차가 발생하게 된다. 이러한 오차에 의해 d축과 q축 전류의 완전한 비간섭 제어가 구현되지 못하며, 부하변동이 있을 경우 DC 링크전압에 dip이 생기며 응답시간이 길어지게 된다. 이러한 것이 일반적인 전향 비간섭 제어기의 가장 큰 단점이다. 그림 2에 일반적인 전향 비간섭 보상방식의 블록 다이어그램을 나타내었다.

컨버터의 단위역률 운전을 보장하기 위해 무효전력성분 $Q=3/2 \cdot E_q^* i_q^*$ 을 0으로 만들어야 한다. 이를 위해 i_q^* 는 0으로 설정한다. 전원측에서 공급되는 입력전력이 부하에서 소비하는 출력전력보다 클 경우 DC 링크 전압이 상승하고, 반대의 경우에는 DC 링크 전압이 감소하므로, 컨버터의 입력전력을 제어함으로써 DC 링크 전압을 제어할 수 있다. 컨버터의 입력단 파워와 출력단 파워는 항상 같으므로 (4)과 같이 표현된다.

$$P = V_{dc} i_i = \frac{3}{2} (E_d^* i_d^* + E_q^* i_q^*) \quad (4)$$

여기서 E_q 가 0이므로 (4)는 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{dc} i_i = \frac{3}{2} E_d^* i_d^* \quad (5)$$

(5)에서 DC 링크전압 V_{dc} 를 컨버터의 d상 전류 i_d^* 로 제어할 수 있다는 것을 알 수 있다. 그러므로 부하전류 i_L 을 미지의 외란으로 간주하고 PI 형태의 전압제어기를 구성하면, 전류 지령치 i_d^* 는 다음과 같이 계산되어진다.

$$i_d^* = (Kp + \frac{Ki}{s})(V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (6)$$

그림 2에서 전류의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{dd} & g_{qd} \\ g_{dq} & g_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

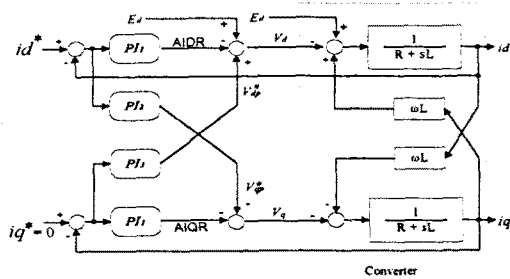


그림 3. PI 형태 비간섭 제어방식의 블록 다이어그램

$$\Delta = 1 + (PI_1 + PI_4) \frac{1}{R+sL} + (\omega^2 L^2 + \omega^2 \hat{L}^2 + PI_1 PI_4 - 2\omega^2 L \hat{L}) \frac{1}{(R+sL)^2}$$

$$g_{dd} = \frac{PI_1}{R+sL} (1 + \frac{PI_4}{R+sL})$$

$$g_{qq} = \frac{PI_4}{R+sL} (1 + \frac{PI_1}{R+sL})$$

$$g_{dq} = PI_1 \frac{(-\omega L + \omega \hat{L})}{(R+sL)^2}$$

$$g_{qd} = PI_4 \frac{(\omega L - \omega \hat{L})}{(R+sL)^2}$$

완전한 비간섭제어를 구현하기 위해서는 $\frac{g_{dq}}{\Delta}, \frac{g_{qd}}{\Delta}$ 가 0이 되어야 한다. 하지만 (7)에서 보듯이 \hat{L} 값의 오차에 의해 g_{dq}, g_{qd} 가 0가 되지 않으므로 전향 보상방식은 변수오차에 대해 민감하다. 컨버터의 성능을 향상시키기 위해서는 변수 오차에 강인한 비간섭 제어방식이 필요하게 된다.

3. 제안된 비간섭 제어 방식

그림 3에 새로운 PI형태의 비간섭 제어기를 제안하였다. 간섭항을 보상하기 위해 2개의 추가적인 PI제어기 PI_2 와 PI_3 를 사용하였다. PI_1 과 PI_4 는 동일하게 디자인되었다고 가정하면, 그림 3로부터 다음과 같은 전달 함수를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\tilde{\Delta}} \begin{bmatrix} \tilde{g}_{dd} & \tilde{g}_{qd} \\ \tilde{g}_{dq} & \tilde{g}_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\tilde{\Delta} = 1 + 2 \frac{PI_1}{R+sL} + (\omega^2 L^2 + (PI_2 + PI_3)\omega L + PI_2 PI_3 + PI_1^2) \frac{1}{(R+sL)^2}$$

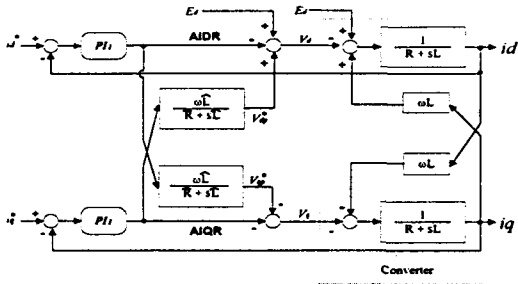


그림 4. PI 형태 비간섭 제어방식의 등가 블록 다이어그램

$$\begin{aligned} \tilde{g}_{dd} &= \frac{PI_1}{R+sL} + \frac{PI_1^2 + PI_1\omega L}{(R+sL)^2} \\ \tilde{g}_{qq} &= \tilde{g}_{dd} \\ \tilde{g}_{dq} &= -PI_1 \frac{\omega L}{(R+sL)^2} + PI_2 \frac{1}{(R+sL)} \\ \tilde{g}_{qd} &= PI_1 \frac{\omega L}{(R+sL)^2} - PI_3 \frac{1}{(R+sL)} \end{aligned}$$

(8)에서 \tilde{g}_{dq} 와 \tilde{g}_{qd} 를 0으로 만들기 위해, PI_2 와 PI_3 를 (9)과 같이 디자인한다.

$$PI_2 = PI_3 = \frac{\omega L}{R+sL} PI_1 \quad (9)$$

(9)와 같이 보상기를 설계할 경우 그림 3의 등가 블록 다이어그램을 그림 4에 나타내었다. 그림 4에서는 보상 전류 지령치 V_{dp}^* 와 V_{qp}^* 가 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_{dp}^* &= \left(\frac{\omega L}{R+sL} \right) \cdot AIQR \\ V_{qp}^* &= \left(\frac{\omega L}{R+sL} \right) \cdot AIDR \end{aligned} \quad (10)$$

제안된 비간섭 제어기는 d상 전류 i_d^* 를 제어하기 위해 q상 전압 AIQR을, 반면에 d상 전압 AIDR을 q상 전류 i_q^* 를 제어하기 위해 사용하였다.

하지만 (9)에서도 역시 추정된 값인 \hat{R} 과 \hat{L} 이 실제 값인 R 과 L 대신 사용되므로, 오차가 있을 경우에는 \tilde{g}_{dq} 와 \tilde{g}_{qd} 가 0가 되지 않는다. 그러므로 전향 비간섭 제어방식과 제안된 비간섭 제어방식의 변수오차에 대한 강인성을 비교하기 위해서, 간섭항 전달함수 g_{dq}/Δ 와 \tilde{g}_{dq}/Δ 의 L값 오차에 대한 민감도 함수를 구하여 보았다. 일반적인 전향제어 방식의 민감도 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \hat{L}} \left(\frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{L}=L} &= - \frac{\omega PI_1}{(PI_1 + R)^2 + 2L(PI_1 + R)s + L^2 s^2} \end{aligned} \quad (11)$$

제안된 제어 방식에서의 민감도 함수는 (12)와

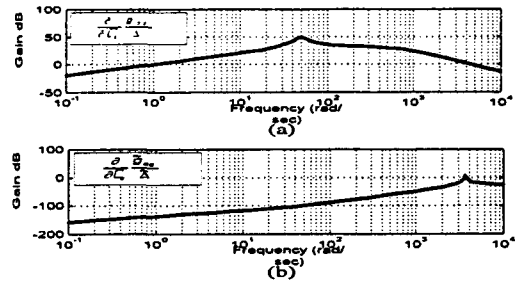


그림 5. 전달함수의 민감도 함수 (a) 일반적인 전향제어 방식 (b) 제안된 제어 방식.

이 구해진다. (12)에서는 테일러 시리즈 어프로시메이션이 사용되었다.

$$\frac{\partial}{\partial \hat{L}} \left(\frac{\tilde{g}_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{L}=L} \approx - \frac{\omega(R+sL)^5}{PI_1((R+sL)^2 + \omega^2 L^2)^2} \quad (12)$$

그림 5에 두 민감도 함수의 bode plot을 표시하였다. 그림 5에서 $\frac{\partial}{\partial \hat{L}} \left(\frac{g_{dq}}{\Delta} \right)$ 의 최고치는 50dB인데 반해 $\frac{\partial}{\partial \hat{L}} \left(\frac{\tilde{g}_{dq}}{\Delta} \right)$ 의 최고치는 2dB 정도이다. 이 사실을 통해 제안된 제어방식이 일반적인 제어방식에 비해 훨씬 강인하다고 말할 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용된 변수들을 표 1에 표시하였다.

표 1. 시뮬레이션 변수

변 수	값
입력단 인덕턴스 L	3 mH
입력단 저항 R	0.08 Ω
DC 링크 커패시터 C	1000 μF
DC 링크 전압 V_{dc}	540 V
부하 전류 i_L	20 A
전기 각속도 ω	377 (rad/sec)
입력 전원 전압 E	220 V (rms)

그림 6은 입력단 L값을 정확히 알고 있을 경우, 부하전류의 스텝 변화에 대한 전향 비간섭 제어기와 제안된 제어기의 전류 응답특성을 나타내었다. 그림 7에서는 L값에 40%의 오차가 존재할 경우 전류 응답특성을 나타내었다. 그림 6과 그림 7에서 알 수 있듯이 입력단 L값에 변수 오차가 없을 경우에는 두 제어기의 성능은 동일하게 나타나지만,

오차가 존재 할 경우에는 전향제어기의 경우에는 보상 오차에 의해 d상과 q상이 간섭되어 있는 것을 볼 수 있다. 하지만 제안된 제어기의 경우에는 변수오차에 상관없이 잘 동작하는 것을 알 수가 있다.

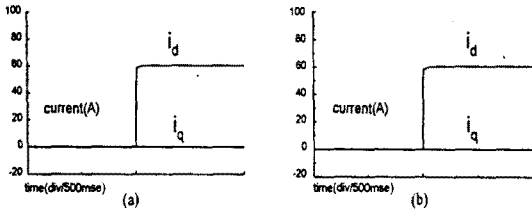


그림 6. L값에 오차가 없을 경우의 d상 q상 전류. (a)전향 비간섭 제어방식 (b) PI 형태의 비간섭 제어방식

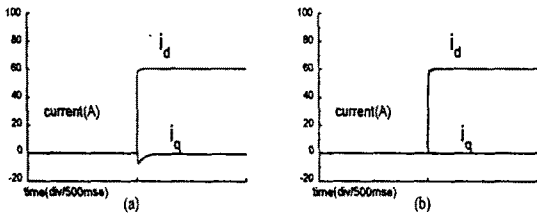


그림 7. L값에 40% 오차가 있을 경우의 d상 q상 전류. (a)전향 비간섭 제어방식 (b) PI 형태의 비간섭 제어방식

5. 결 론

이 논문에서는 PI 형태의 비간섭 보상 방식을 제안하였다. 제안된 제어기의 강인성을 증명하기 위해 민감도 함수를 구하여 일반적인 전향 비간섭 보상방식과 비교하였다. 또한 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어기의 강인성을 입증하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drivers*. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1986
- [2] Jin-Woo Lee, "A Novel Decoupled Current Controller without Overshoot for PWM Converters", *IEEE IAS*, pp.1080~1083, 1996.
- [3] L.Harnefors, Hans Peter, "Robust Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", *IEEE IAS*, pp.303~338, 1995.

[4] V. Blasko, V. Kaura, "A New Mathematical Model of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol 12, pp.116~123, 1997.

[5] Qing Yu, Lars Norum, Tore Undeland, Simon Round, "Investigation of Dynamic Controllers for Unified Power Flow Controller", *IEEE IECON*, pp. 1764~1769, 1996.