

입력전원 불평형을 고려한 AC-DC-AC 컨버터 제어특성 개선

안성찬, 현동석
한양 대학교 전기 공학과

The Improvement of Control Scheme for AC-DC-AC Converter Considering Input Voltage Unbalance

Sung-Chan Ahn , Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

ABSTRACT

최근에는 기존의 인버터시스템 전원으로 사용되던 다이오드정류기 또는 위상제어정류기의 단점을 개선하고 고속운전에 따르는 제어전압의 부족을 해결하기 위해 3상 PWM 컨버터의 사용이 증가하고 있는 추세이나, 3상 PWM 컨버터의 제어는 입력전원이 평형일 경우를 전제로 하고 있다. 그러나 불평형전원은 실제 산업현장에서 빈번히 일어나는 현상으로 입력전원이 불평형이 되면 역상분전압에 의해 THD가 증가하고 직류링크전압에 저차 고조파 성분이 나타나게 되므로 인버터의 성능에 악영향을 준다. 따라서 본 연구에서는 입력전원의 불평형에 따른 AC-DC-AC 컨버터의 문제점을 해결할 수 있는 효율적인 제어기법을 제시하는 것을 목적으로 하고 있다.

1. 서 론

최근, 인버터는 Microprocessor 및 전력반도체 소자의 발달로 인해 제어성능 및 효율이 향상되었다. 일반적인 인버터의 전원으로 사용되는 전력변환장치는 주로 다이오드정류기 또는 위상제어정류기를 많이 사용하는데, 구조의 간단함, 제어의 간편성, 비용절감 등의 장점이 있는 반면, 전력계통에 저차고조파가 발생하게 되고 입력전류의 역률이 나빠지며, 양방향성 전력변환이 불가능하기 때문에 회생이 빈번한 전동기운전의 경우에는 별도의 부가적인 회로를 추가하여야 한다. 이와 같은 문제점은 시스템의 응답성을 저하시켜 가변속 드라이브가 가져야 하는 광범위한 속도영역에서 신속한 토크응답성을 떨어뜨리며, 에너지의 효율적 이용과 고조파 저감이란 측면에서도 단점으로 작용한다. 따라서 위와 같은 단점을 개선시키기 위해 사용하는 3상 PWM 컨버터는 위에 언급한 일반적인 정류기의

단점을 개선시키는 반면, 입력전원의 왜곡에 의해서 크게 영향을 받는다. 일반적으로 3상 PWM 컨버터는 동기회전좌표축상의 모델로 제어를 설계하는데, 이는 입력전원이 평형일 경우를 전제로 하나, 입력전원은 상불평형과 고조파에 의해서 왜곡되며, 불평형전원은 실제로 빈번히 일어나는 현상이다. 입력전원이 불평형이 되면 동기회전좌표축상에서의 Decoupling 제어가 제대로 이루어지지 않으며 역상분전압에 의한 고조파전류로 THD가 증가하고, 고조파 유효전력이 발생하여 직류링크전압에 저차 고조파성분이 나타나게 된다. 직류링크전압에 포함된 저차 고조파성분은 인버터의 전류제어성능을 저하시켜 동작기재와 같은 고속, 고정밀기기의 성능에 악영향을 주게 된다. 본 연구에서는 산업현장에서 빈번히 발생하고 있는 입력전원의 불평형이 AC-DC-AC 컨버터에 미치는 영향을 해결할 수 있는 간단하면서도 효율적인 제어기법을 제시하는 것을 목적으로 하고 있다.

2. 시스템의 구성

그림 1은 3상 PWM 컨버터가 적용된 인버터의 전력변환 회로이다.

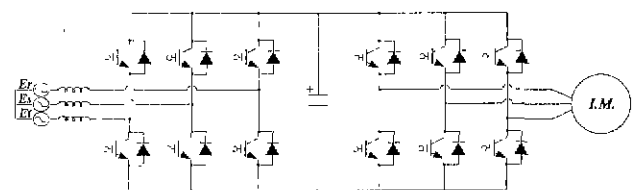


그림 1. 시스템 구성도

인버터 시스템의 전원으로 사용된 3상 PWM 컨버터로 인하여 직류링크 커패시터의 용량이 줄어들 수 있으며 입력측 역률제어 뿐 아니라 양방향성 전

력변환이 가능하므로 전원회생제동이 가능하다. 특히 NC 공작기계에서 사용되는 스피들 드라이브의 경우 고속운전에 따르는 제어전압의 부족을 해결할 수 있으므로 고속, 고효율 운전이 가능하게 된다. 그림 2와 그림 3은 기존의 다이오드정류기가 사용된 인버터와 3상 PWM 컨버터가 사용된 인버터의 경우를 비교한 파형이다.

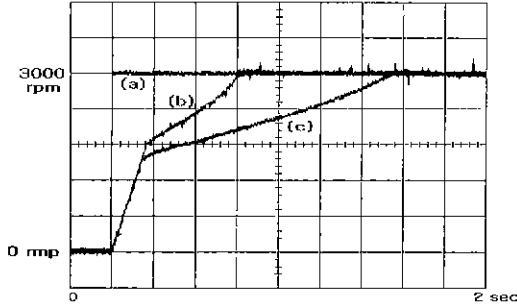


그림 2. 인버터 스피들 속도지령 파형
(a) 속도지령 (b) 속도귀환(PWM 컨버터 사용시)
(c) 속도귀환(다이오드정류기 사용시)

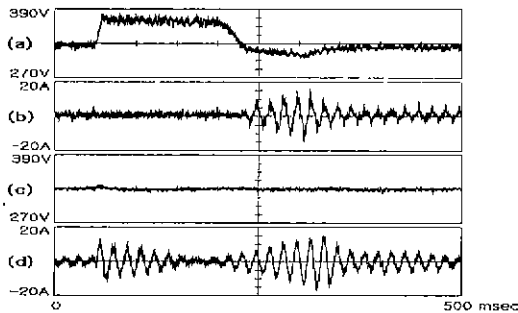


그림 3. 인버터 가감속 운전파형(-2000 → 2000rpm)
(a)직류링크전압 (b)전동기입력전류 : 다이오드정류기사용
(c)직류링크전압 (d)전동기입력전류 : PWM 컨버터사용

3. 입력전압의 분석

불평형 입력전압 E_r, E_s, E_t 를 동기좌표계상의 전압 E_d, E_q 로 변환하면 E_d 는 직류성분인 $\overline{E_d}$ 와 교류성분인 \tilde{E}_d 로 나눌 수 있는데, $\overline{E_d}$ 는 E_d 의 최대값과 최소값의 평균치에서 구할 수 있으며 \tilde{E}_d 는 E_d 와 $\overline{E_d}$ 의 차로 부터 구할 수 있다. 이 경우 $\overline{E_d}$ 는 동기좌표계상에서의 입력전압의 정상분전압인 E_d^b 로 간주할 수 있으며 \tilde{E}_d 의 최대값은 동기좌표계상의 역상분전압인 E_d^n 으로 간주할 수 있다. 이때, E_d^n 은 그림 4와 같이 E_d^b 와 $2\theta + \theta_n$ 의 위상차를 가지고 반대방향으로 회전하는 형태로 나타나게 된다. 그러므로 정상분과 역상분 전압벡터를 식(1)와 같이 합성하여 전류제어시에 입력전압의 보상성분으로 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} E_d' \\ E_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d^b \\ 0 \end{bmatrix} + R(-(2\theta + \theta_n)) \begin{bmatrix} E_d^n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$= \begin{bmatrix} E_d^b + E_d^n \cos(2\theta + \theta_n) \\ -E_d^n \sin(2\theta + \theta_n) \end{bmatrix}$$

여기서 $R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$

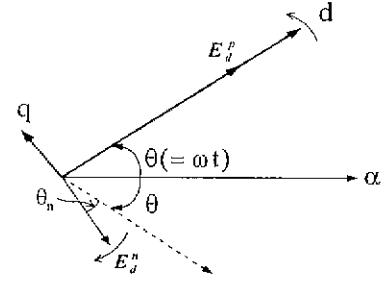


그림 4 동기좌표계상의 입력전압 벡터도

4. 제어기의 설계

컨버터시스템을 동기좌표계상의 모델로 표현하면 식(2)과 같다.

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

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - V_q + E_q$$

부하에서 소비하는 유효전력은 전동기속도와 전동기상수로 부터 구해지고 고정자 동손, 회전자 동손 및 기계적 출력으로 나타나게 되며 식(3)과 같다.

$$P = \frac{3}{2} (E_d i_d + E_q i_q) \quad (3)$$

$$= \frac{3}{2} (r_s (i_{qs(d)}^2 + i_{ds(d)}^2) + r_r (\frac{L_m}{L_r})^2 i_{qs(d)}^2 + \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs(d)} i_{ds(d)} \omega_r)$$

여기서 첨자(d)는 인버터측 전류임.

동기좌표계 PI 전류제어기에서 입력전압 보상성분 E_d, E_q 을 식(1)의 E_d', E_q' 으로 보상함으로써 입력전압의 변동에 따른 효과적인 보상이 가능하다.

$$V_d^* = -(k_p + \frac{k_i}{s})(i_d^* - i_d) + \omega Li_q - Ri_d + E_d \quad (4)$$

$$V_q^* = -(k_p + \frac{k_i}{s})(i_q^* - i_q) - \omega Li_d - Ri_q + E_q$$

불평형 입력전압의 경우, 평균치 유효전력 및 무효전력과 2차 고조파 유효전력은 식(5)와 같다.

$$P_0 = \frac{3}{2} (E_d^b i_d^b + E_d^n i_d^n) \quad (5)$$

$$Q_0 = \frac{3}{2}(E_d^b i_d^b + E_d^n i_d^n)$$

$$P_2 = \frac{3}{2}[\cos 2\omega t(E_d^b i_d^n + E_d^n i_d^b) + \sin 2\omega t(E_d^b i_d^b - E_d^n i_d^n)]$$

식(5)에서 단위역률 제어를 위해 무효전력 성분이 0이 되도록 정상분과 역상분 q 축 전류 i_d^b, i_d^n 을 0으로 선택하고 2차 고조파 전력성분을 0으로 만드는 전류지령치를 선정하면 최종적인 전류지령치는 식(6)과 같이 결정된다.

$$i_d^{b*} = \frac{2}{3} \frac{E_d^b}{(E_d^b)^2 - (E_d^n)^2} P_0, \quad i_d^{n*} = 0 \quad (6)$$

$$i_d^{n*} = \frac{2}{3} \frac{-E_d^n}{(E_d^b)^2 - (E_d^n)^2} P_0, \quad i_d^{b*} = 0$$

식(6)에서 귀환되는 전류의 정상분과 역상분 분리를 피하고 알고리즘을 간단히 하기 위해 각 성분별 전류지령값을 앞서의 입력전압 보상시와 같이 변환시켜 식(7)의 값을 전류지령값으로 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^{b*} \\ 0 \end{bmatrix} + R(-2\theta + \theta_n) \begin{bmatrix} i_d^{n*} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$= \begin{bmatrix} i_d^{b*} + i_d^{n*} \cos(2\theta + \theta_n) \\ -i_d^{n*} \sin(2\theta + \theta_n) \end{bmatrix}$$

그림 5는 제안한 전체 시스템의 제어 블록도이다.

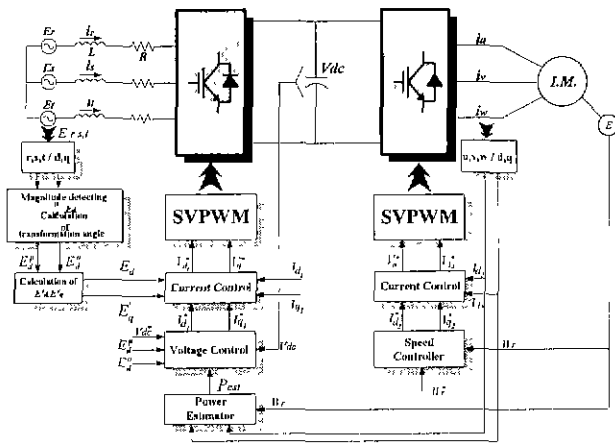


그림 5 제안한 시스템의 제어 블록도

5. 실험 결과

제어 알고리즘은 32bit DSP인 TI사의 TMS320C31에 의해 수행되었으며 적용된 입력전압은 $E_r = 192 \cos(\omega t)$, $E_s = 81 \cos(\omega t - 2/3\pi)$, $E_t = 192 \cos(\omega t + 2/3\pi)$ 이다. 그림 6은 일반적인 방식으로 제어시 컨버터의 입력전류 및 직류링크전압 파형이며 그림 7은 제안한 방식으로 제어시

의 파형이다. 그림 6에서 보면 불평형 입력전압에 의한 역상분전압에 의해 입력전류가 왜곡되며 직류링크 전압에 2차 고조파리플이 포함됨을 알 수 있다. 그러나 그림 7은 입력전류 및 직류링크 전압에 포함되는 2차 고조파 성분이 효과적으로 제거되었음을 알 수 있다. 그림 8은 입력전압 불평형상태에서 일반적인 컨버터 제어시 인버터의 d, q 축 전류파형이고 그림 9는 제안한 방식으로 불평형 제어시의 파형이다. 그림 8과 그림 9를 비교하면 그림 9에서 보듯이 불평형 제어시 인버터축 전류의 고조파 리플이 상당부분 제거되었음을 알 수 있다.

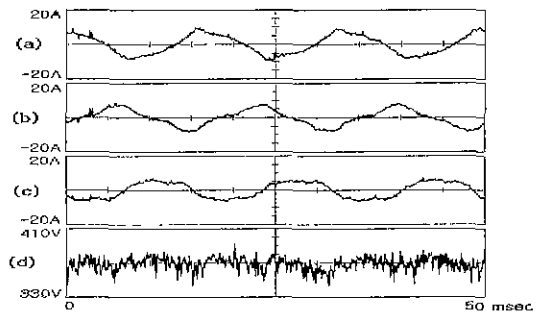


그림 6. 일반적인 방식으로 제어시 컨버터측 파형
(a) R상 전류 (b) S상 전류
(c) T상 전류 (d) 직류링크 전압

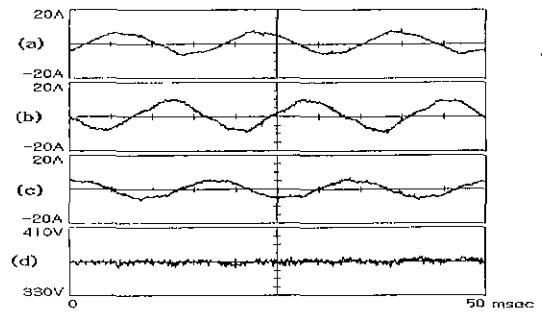


그림 7. 제안한 방식으로 제어시 컨버터측 파형
(a) R상 전류 (b) S상 전류
(c) T상 전류 (d) 직류링크 전압

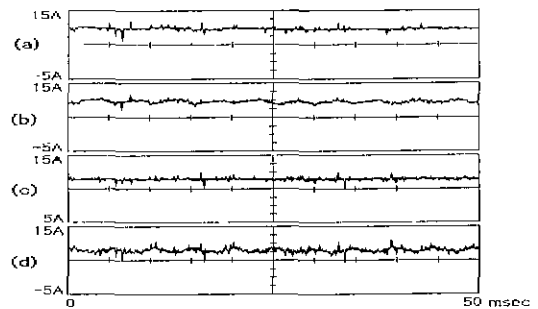


그림 8 일반적인 방식으로 제어시 인버터측 파형
(a) q 축 전류지령 (b) q 축 전류귀환
(c) d 축 전류지령 (d) d 축 전류귀환

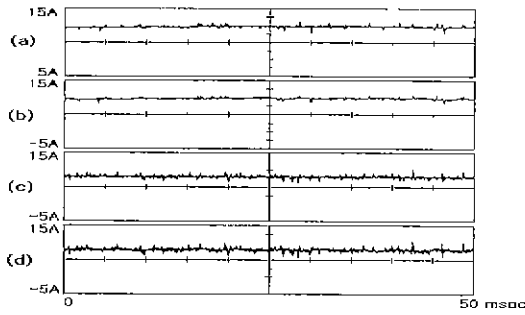


그림 8. 제안한 방식으로 제어시 인버터측 파형
 (a) q축 전류지령 (b) q축 전류귀환
 (c) d축 전류지령 (d) d축 전류귀환

6. 결 론

본 논문에서는 일반적인 인버터의 전원으로 사용되던 다이오드정류기 또는 위상제어정류기의 단점을 개선하고, 고속운전에 따르는 제어전압의 부족을 해결하기 위해 사용이 증가하고 있는 3상 PWM 컨버터의 제어에 있어서 불평형 입력전압이 인가되었을 때 입력전류와 직류링크 전압에 나타나는 고조파 성분을 최소화하기 위한 효과적인 제어기법을 제안하여 인버터의 성능향상을 이루었다. 불평형 입력전압을 동기좌표계상에서 직접 정상분과 역상분으로 분석함으로써 연산알고리즘이 간단히 되었고 순시 전압변동에 대한 속응 제어능력을 향상시킬 수 있었다. 또한 전류제어시 입력전류를 성분별로 분석하지 않고도 고조파 성분을 효과적으로 제거하도록 제어기의 구조를 간단히 하였다. 본 연구를 통하여 제안된 입력전원 불평형 문제를 해결한 AC-DC-AC 컨버터 시스템은 기존의 시스템이 갖고 있는 입력전원 불평형에 의한 시스템의 왜곡을 바로 잡을 수 있으며, 전원으로 야기되는 시스템의 Fault를 줄일 수 있다. 이것은 NC 공작기계와 같은 고정밀 기기에 있어서 기기의 신뢰성 및 생산 제품의 정도 향상에 크게 기여할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and M. Ehsani, "Unbalanced PWM Converter Analysis and Corrective Measures", IEEE-IAS Rec., pp.861~870, 1989
- [2] M. H. Rashid, and A. I. Maswood, "Analysis of Three-phase AC-DC Converter Under Unbalanced Supply Conditions", IEEE Trans. on IA, Vol.24, No.3, pp.449~455, 1988, May/June
- [3] P. Verdelho, "Voltage Type Reversible Rectifiers Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions", AIEEE-IECON Rec., pp.479~484, 1988
- [4] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a Voltage Source Converter at Increased Utility Voltage," IEEE

Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp 132~137, 1997

- [5] T. G. Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters", IEEE Trans. on PE., Vol. 8, No. 1, Jan. 1993, 30~36