전력전자학술대회 논문집 1999. 7.21-24

불평형 입력 전압을 고려한 3상 PWM AC/DC 컨버터 제어

박규서*, 안성찬*, 현동석*, 최종률**
*한양대학교 전기공학과, **현대 정공 주식회사

Regulation of PWM AC/DC Converter Considering Unbalanced Input Voltage

K. S. Park*, S. C. Ahn*, D. S. Hyun* and S. Y. Choe**
*Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ. **Hyundai Precision & Ind. Co., Ltd.

Abstract

일반적으로 3상 PWM AC/DC 컨버터는 정상상태 에러 제거 및 빠른 과도응답 특성을 얻기 위해 동기좌표계상으로 모델링하여 제어한다. 그러나 이와 같은 제어기는 입력전압이 평형일 경우를 전제조건으로 하므로, 입력전원이 불평형인 경우 입력전류와 출력전압에 고조파 성분이 나타나게 된다.

본 논문에서는 전원전압을 동기좌표계상의 정/역상분으로 분석한 후 두 축(D,Q)의 역기전력 보상성분을 전원전압의 상태에 따라 적절하게 가변하고, 무효 전력과 고조파 전력 성분을 선택적으로 제거함으로써 입출력 시스템의 역률 및 고조파 성분을 효과적으로 보상하기 위한 간단하면서도 효과적인 제어기법을 제안하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

1. Introduction

AC-DC 전력변환 장치는 가변속 모터 드라이브, 배터리 충전기, UPS 시스템, 용접기 등 산업계 전반에 걸쳐 광범위하게 사용되고 있으며, 대용량 반도체 소자의 개발과 Microprocessor의 발달로 인해 급격한 발전을 이루어 왔다.

PWM(Pulse Width Modulation) AC/DC 컨버터는 입력 전원의 역률제어 기능과 고품질의 DC-link 전압 공급기능을 가지는데, 이는 일반적으로 컨버터의 입력전압이 평형일 경우를 전제 조건으로 한다. 그러나 입력전원이 불평형인 경우, 전원측의 역기전력으로 간주될 수 있는 동기좌표계상의 전압(E_D,E_Q)이 전원 전압의 역상분 전압에 의해 시간에 따라 변동하게 되기 때문에, 입력전류와 출력전압에 고조파 성분이 나타나게 되므로 이를 보상할 수 있는 제어 알고리즘이 필요하게 된다.

본 논문에서는 전원 전압을 동기좌표계상의 정상분과 역상분으로 분리한 후 각 성분을 동일 축 상으로 위치시킨 값으로 두축의 역기전력 보상성분을 전원전압의 상태에 따라 가변하는 알고리즘을 사용하였고, 또한 DC-link에 존재하는 고조파 성분 전력인 무효 전력과 2차 고조파분 전력이 0이 되는 값을 전류 지령값으로 선택하여 전류제어를 하였다. 위의 제안한 방식을 통해 입력측의 역률 및 출력측 DC-link 전압을 효과적으로 제어하였다.

2. 불평형 입력전압의 분석

불평형 입력 전압일 경우 magnitude와 phase중 적어도 하나의 값이 다르므로 평형일 경우와 같은 방법으로 분석할 경우, 원하는 입·출력 값을 얻을 수 없게 된다.

불평형 3상 전원은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_r &= M_1 \cos(\omega t) \\ E_s &= M_2 \cos(\omega t + \theta_\alpha) \\ E_t &= M_3 \cos(\omega t + \theta_\beta) \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)의 3상 불평형 전압은 Symmetrical Method에 의해 식(2)와 같이 평형인 3개의 성분, 즉 영상분, 정상분 그리고 역상분으로 분석할 수 있다.

$$\begin{aligned} E_r &= E_r^0 + E_r^p + E_r^n \\ E_s &= E_r^0 + E_r^p \angle \frac{-2\pi}{3} + E_r^n \angle \frac{2\pi}{3} \\ E_s &= E_r^0 + E_r^p \angle \frac{2\pi}{3} + E_r^n \angle \frac{-2\pi}{3} \end{aligned} \quad (2)$$

$$E_r^0 = \frac{1}{3}(E_r + E_s + E_t)$$

여기서, $E_r^p = \frac{1}{3}(E_r + E_s \angle \frac{2\pi}{3} + E_t \angle \frac{-2\pi}{3})$

$$E_r^n = \frac{1}{3}(E_r + E_s \angle \frac{-2\pi}{3} + E_t \angle \frac{2\pi}{3})$$

식(2)에 의해 3상 불평형 전압은 식(3),(4),(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_r^0 &= M_0 \cos(\omega t + \theta_0) \\ E_s^0 &= M_0 \cos(\omega t + \theta_0) \\ E_t^0 &= M_0 \cos(\omega t + \theta_0) \end{aligned} \quad (3)$$

$$E_r^p = M_p\cos(\omega t+\theta_p)$$
$$E_s^p = M_p\cos(\omega t+\theta_p-\frac{2\pi}{3}) \quad (4)$$
$$E_t^p = M_p\cos(\omega t+\theta_p+\frac{2\pi}{3})$$

$$E_r^n = M_n\cos(\omega t+\theta_n)$$
$$E_s^n = M_n\cos(\omega t+\theta_n+\frac{2\pi}{3}) \quad (5)$$
$$E_t^n = M_n\cos(\omega t+\theta_n-\frac{2\pi}{3})$$

평형 3상 전압일 경우 입력 전압은 식(6)과 같이 동기좌표계 축상으로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}R(-\theta)T_{32}^T\begin{bmatrix} E_r \\ E_s \\ E_t \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, $R(\theta)=\begin{bmatrix}\cos(\theta) & -\sin(\theta)\\ \sin(\theta) & \cos(\theta)\end{bmatrix}$, $T_{32}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2}\\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix}$

그러나 3상 불평형 전압인 경우, 위의 방식을 취하면 동기좌표계 상의 값이 비이상적인 값으로 나타나므로 식(7),(8)과 같이 각 성분별로 분리하여 변환한 후 동일한 축상에 위치하도록 식(9)와 같이 합성하는 방식을 취했다.

$$\begin{bmatrix} E_\alpha^p \\ E_\beta^p \end{bmatrix} = T_{32}^T\begin{bmatrix} E_r^p \\ E_s^p \\ E_t^p \end{bmatrix}, \qquad \begin{bmatrix} E_\alpha^n \\ E_\beta^n \end{bmatrix} = T_{32}^T\begin{bmatrix} E_r^n \\ E_s^n \\ E_t^n \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} E_d^p \\ E_q^p \end{bmatrix} = R(-\theta)\begin{bmatrix} E_\alpha^p \\ E_\beta^p \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} E_d^n \\ E_q^n \end{bmatrix} = R(-\theta)\begin{bmatrix} E_\alpha^n \\ E_\beta^n \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = R(\theta_p)\begin{bmatrix} E_d^p \\ E_q^p \end{bmatrix} + R(-(2\theta+\theta_n))\begin{bmatrix} E_d^n \\ E_q^n \end{bmatrix} \quad (9)$$

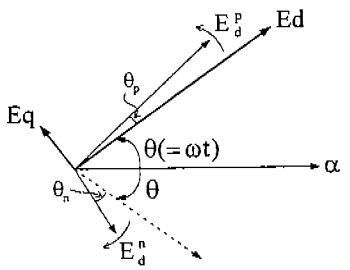


그림 1. 동기좌표계 상에서의 입력전압의 벡터도

여기서, 입력 전압의 정상분과 역상분은 각각 시스템의 DC성분과 Harmonic성분이라 할 수 있다.

3. Proposed Control Scheme

중성성이 없는 3상 시스템의 경우 일반적인 컨버터 모델 방정식은 다음과 같다.

$$(2E_r-E_s-E_t)=3Ri_r+3L\frac{di_r}{dt}+(2V_r-V_s-V_t)$$
$$(2E_s-E_t-E_r)=3Ri_s+3L\frac{di_s}{dt}+(2V_s-V_t-V_r) \quad (10)$$
$$(2E_t-E_r-E_s)=3Ri_t+3L\frac{di_t}{dt}+(2V_t-V_r-V_s)$$

가. 역기전력 보상 성분의 결정

위 식을 동기 회전좌표계 상의 모델로 표현하면 식(11)과 같으며, 이 때 영상분은 존재하지 않는다.

$$L\frac{di_d}{dt} = -Ri_d+\omega Li_q-V_d+E_d \quad (11)$$
$$L\frac{di_q}{dt} = -Ri_q+\omega Li_d-V_q+E_q$$

컨버터 입출력 방정식은 다음과 같다.

$$P_o=\frac{3}{2}(E_di_d+E_qi_q)=V_{dc}i_{dc} \quad (12)$$

위 식을 이용하여 동기 회전좌표계 상에서 PI 전류 제어기를 구현하면 식(13)과 같다.

$$V_d^*=V_d=-(k_{pd}+\frac{k_{id}}{S})(i_d^*-i_d)+\omega Li_q+E_d \quad (13)$$
$$V_q^*=V_q=-(k_{pq}+\frac{k_{iq}}{S})(i_q^*-i_q)-\omega Li_d+E_q$$

불평형 입력 전원 하에서는 전원측의 역기전력으로 간주될 수 있는 동기좌표계상의 전원 전압 Ed, Eq를 평형일 경우에서의 식(6)에 의한 값으로 적용할 경우 입력 전류와 DC link 출력 전압에 저차 고조파 성분이 나타나게 되어 시스템의 성능저하를 초래하게 된다. 따라서 본 논문에서는 전원전압을 동기좌표계 상의 정상분과 역상분으로 분리한 후 두 축의 역기전력 성분을 전원전압의 상태에 따라 동기좌표계 상으로 일치시킨 값, 즉 식(9)의 d,q축 입력전압을 다음과 같이 역기전력 보상성분으로 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d^p\cos\theta_p+E_d^n\cos(2\theta+\theta_n) \\ E_d^p\sin\theta_p-E_d^n\sin(2\theta+\theta_n) \end{bmatrix} \quad (14)$$

나. 전류 지령값의 결정

3상 불평형 입력전압일 경우 순시 유효전력과 무효전력은 식(15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_0=\frac{3}{2}Re[(\sum_n E_{dq}^n)\cdot(\sum_n i_{dq}^n)^*] = V_{dc}i_{load}$$
$$Q_0=\frac{3}{2}Im[(\sum_n E_{dq}^n)\cdot(\sum_n i_{dq}^n)^*] = 0 \quad (15)$$

제어기의 구조를 간단히 하기 위해 평균치 전력만을 고려하여 계산하면 순시 전력은 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다. 이때 DC-link 전압의 고조파 성분은 고차 고조파에 의한 영향보다 2차 고조파에 의한 영향이 가장 크게 나타나기 때문에 순시 전력의 2차 고조파 성분만을 고려하였다.

$$P_0=\frac{3}{2}(E_d^pi_d^p+E_d^ni_d^n)$$
$$P_2=\frac{3}{2}[\cos2\omega t(E_D^pi_D^n+E_D^ni_D^p)] \quad (16)$$
$$Q_0=-\frac{3}{2}(E_d^pi_q^p+E_d^ni_q^n)$$

여기서, E_q^p, $E_q^n=0$

역률 제어를 위해 무효전력 성분을 제거하기 위해서 정,역상분 전류의 q축 성분을 0으로 제어한다. 그러나 이 때 역률 제어는 가능하나 DC-link 전압에 2차 고조파 분의 ripple이 존재하게 된다. 따라서 이를 제거키 위해 고조파 유효전력을 나타내는 식(16)에서 유효전력의 2차 고조파 성분을 0으로 하는 전류 값을 식(17)과 같이 전류 지령치로 택한다.

$$i_d^{p*} = \frac{2}{3}\frac{E_d^p}{(E_d^p)^2-(E_d^n)^2}P_0, \quad i_q^{p*}=0 \qquad (17)$$
$$i_d^{n*} = \frac{2}{3}\frac{-E_d^n}{(E_d^p)^2-(E_d^n)^2}P_0, \quad i_q^{n*}=0$$

위 제어기를 통해 얻어진 각 성분별 전류 지령 값을 식(18)과 같이 동기좌표계 상에서 일치시켜 제어기의 출력 전류 지령 값을 구한다.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = R(\theta_p)\begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \end{bmatrix} + R(-(2\theta+\theta_n))\begin{bmatrix} i_d^n \\ i_q^n \end{bmatrix} \qquad (18)$$
$$= \begin{bmatrix} i_d^p\cos\theta_p + i_d^n\cos(2\theta+\theta_n) \\ i_d^p\sin\theta_p - i_d^n\sin(2\theta+\theta_n) \end{bmatrix}$$

부하변동에 효과적으로 대처하기 위해 IP 제어기를 사용하였으며, 제어기의 이득은 입력 전압조건에 따라 적절하게 가변하도록 하였다.

그림.2는 제안한 전체 컨버터 시스템의 블록도이며, 그림 3은 전류 및 전압제어기의 블록도이다.

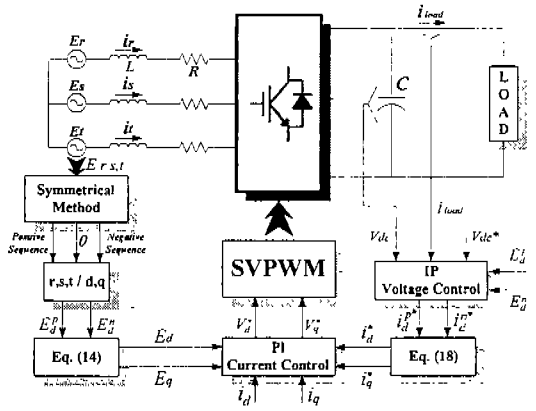


그림.2. 제안한 컨버터 시스템 블록도

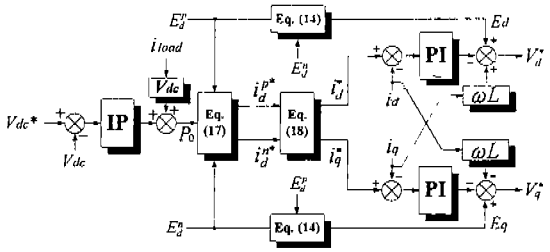


그림 3. 전류 및 전압제어기의 블록도

3. Simulation Result

표.1의 조건에 따라 시뮬레이션을 행하였으며, 그림 4는 불평형 입력 전압을 나타낸다.

그림 5는 불평형 입력 전압이 인가 되었을 때 일반적인 제어에 의한 정상 상태에서의 입력 전압과 DC-link 출력 전압을 나타내고 있으며, 이때, 입,출력 파형에 저차 고조파 성분이 나타나게 됨을 알 수 있다. 그림 6은 같은 입력 조건에서 제안한 제어 기법하에서의 정상 상태 입,출력 파형을 보여주고 있다. 이때, 입력 전류와 DC-link 출력 전압에 존재하는 저차 고조파 성분이 효과적으로 제거되었음을 알 수 있다.

그림 7,8은 부하가 0에서 14.4[Kw]로 변동되었을 때 DC-link 출력 전압의 과도 응답 특성을 각각 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 제안한 제어기법을 적용 함으로써 빠른 과도 응답 특성을 나타냄을 알 수 있다.

표 1. 시뮬레이션 조건

Input Voltage	$E_r = 380\sqrt{2/3}\cos(\omega t)$ $E_s = 190\sqrt{2/3}\cos(\omega t - 2\pi/3)$ $E_t = 304\sqrt{2/3}\cos(\omega t + 2\pi/3 - \pi/18)$
DC-link Voltage	*600 [V]*
Inductance	*400 [μH]*
Capacitance	*1485 [μF]*
Input Resistsnce	*1 [mΩ]*
Load Power (Resistance)	*14.4 [Kw]* *25 [Ω]*

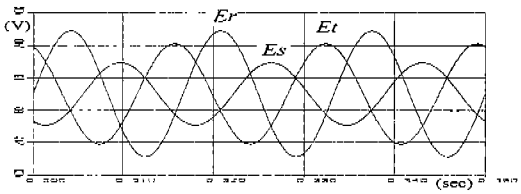
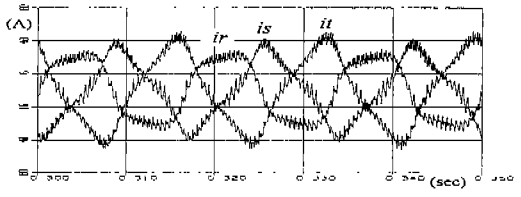
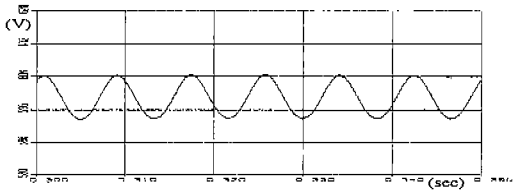


그림 4. 입력 전압 조건

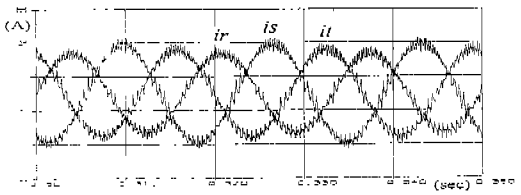


(a) 입력 전류

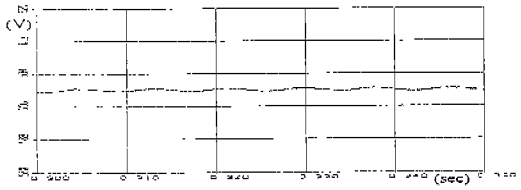


(b) DC-link 출력 전압

그림 5. 일반적인 제어 방법에 의한 시뮬레이션 결과

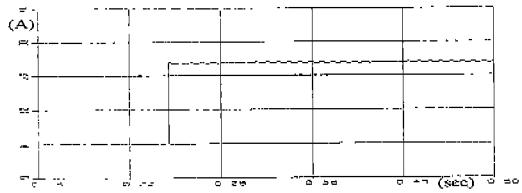


(a) 입력 전류

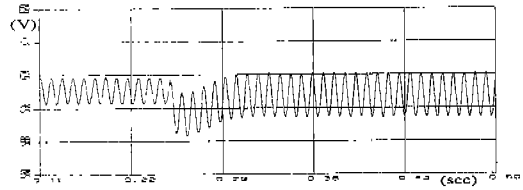


(b) DC-link 출력 전압

그림 6. 제안한 제어 방법에 의한 시뮬레이션 결과

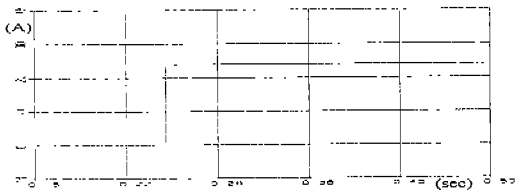


(a) 부하 전류

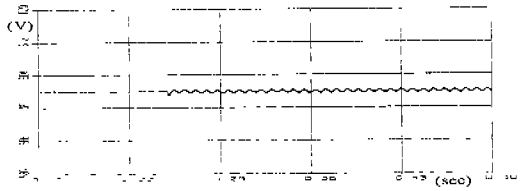


(b) DC-llink 출력 전압

그림 7. 일반적인 제어기법 하에서의 과도 응답 특성



(a) 부하 전류



(b) DC-llink 출력 전압

그림 8. 제안한 제어기법 하에서의 과도 응답 특성

4. 결론

본 논문에서는 3상 PWM AC/DC 컨버터에 불평형 입력 전압이 인가되었을 때 입력 전류와 DC-link 출력 전압에 나타나는 고조파 성분을 보상하기 위한 효과적인 제어기법을 제안하였다.

입력전압을 정,역상분으로 분석하여 이를 각각 동기 좌표계상에서 일치시킨 값으로써 불평형 전원에 대해 적절히 가변 하여 전류제어를 시행하였으며, 전압제어기를 통해 출력 직류링크에 나타나는 2차 고조파 성분이 0을 만족하는 각 성분별 전류값을 구하고 이를 동기 좌표계상에서 일치시킨 값을 전류 지령값으로 택하여 전압 리플을 보상하였다. 따라서 전류제어시 입력전류를 성분별로 분석하지 않고도 고조파 성분을 효과적으로 제거 함으로써 제어기의 구조를 간단히 할 수 있었다.

참고문헌

[1] 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

[2] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and M. Ehsani, "Unbalanced PWM Converter Analysis and Corrective Measures", IEEE-IAS Rec., pp.861~870, 1989

[3] P. Rioul, H. Pouliquen, and J. P. Louis, "Regulation of a PWM Rectifier in the Unbalanced Network State Using a Generalized Model", IEEE Trans. on PE, Vol.11, No.3, pp.495~502, 1996, May

[4] P. Verdelho, "Voltage Type Reversible Rectifiers Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions", IEEE-IECON Rec., pp.479~484, 1988

[5] H. S. Song, and K. H Nam, "A Controller for PWM AC/DC Converter Considering Distorted Input Voltage, KIPE, Power Electronics Annual Conference, pp.1~8, 1997

[6] J. W. Kolar, H. Ertl, K. Edelmoser, and F. C. Zach, "Analysis of the Control Behavior of a Bi-directional Three-phase PWM Rectifier System", EPE Rec., pp.2-295~2-100, 1991