

불평형 입력 전압 하에서 위상 검출이 없는 3상 PWM AC/DC 컨버터의 새로운 제어 기법

朴圭瑞, 安聖贊, 玄東石

New Control Scheme for 3 Phase PWM AC/DC Converter without Phase Angle Detection under Unbalanced Input Voltage Conditions

Kyu-Seo Park, Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun

요약

일반적으로 3상 PWM AC/DC 컨버터는 정상상태에서의 효과적인 오차제거 및 빠른 과도응답 특성을 얻기 위해 동기좌표계상으로 모델링하여 제어한다. 그러나 이와 같은 제어기는 입력전압이 평형일 경우를 전제조건으로 하므로, 입력전압이 불평형일 경우 입력전류와 직류링크 전압에 2차 고조파 성분이 나타나게 된다. 본 논문에서는 불평형 입력전압 하에서 컨버터 시스템의 입력전류와 직류링크 전압에 발생하는 2차 고조파 성분을 최소화하기 위한 새로운 제어기법을 제안하였다. 입력측 역기전력 성분으로 간주할 수 있는 동기좌표계상의 전압을 입력전압의 상태에 따라 변동하였으며, 전류지령치를 무효전력과 2차 고조파 유효전력을 선택적으로 제거하도록 선정하였다. 입력전압의 분석은 동기좌표계상에서 수행되어지며, 각 상의 위상과 진폭의 검출이 불필요하다. 제안한 제어기법은 매우 간단하며 불평형 입력전압 상태에서 입출력 시스템의 고조파 왜란을 효과적으로 제어할 수 있다.

ABSTRACT

Generally, 3-phase PWM AC/DC converters have been implemented in the synchronous frame model to eliminate steady state errors effectively and have fast transient response characteristics. However, such designed controllers have input current harmonics and dc-link voltage ripples under the unbalanced input voltage because they have been designed under assumption of the balanced input voltage conditions. In this paper, a new control scheme is designed to minimize harmonic distortions of the input current and dc-link voltage in converter system under the unbalanced input voltage. The synchronous frame input voltage, which is considered as input side back-emf component, is regulated pertinently according to the input voltage conditions. And the current command is selected to eliminate the reactive power and the 2nd order harmonic component of active power. In this case, the analysis of the input voltage is implemented in the synchronous frame without phase angle and magnitude detecting of each phase voltage. The proposed control scheme is simple and effectively minimizes the harmonic distortions in the input and output system under the unbalanced input voltage conditions.

Key Words : PWM Converter, Unbalanced Input Voltage, Active Power, Reactive Power, Zero Crossing

1. 서론

일반적으로 3상 PWM AC/DC 컨버터는 입력전압의 역률제어 기능과 고품질의 직류링크 전압 공급기능을

가지는데, 정상상태에서의 효과적인 오차제거 및 빠른 과도응답 특성을 얻기 위해 동기좌표계상으로 모델링하여 제어한다. 그러나 이와 같은 제어기는 입력전압이 평형일 경우를 전제조건으로 하므로 입력전압이 불

평형인 경우에는 역상분전압에 의해 입력전류와 직류링크 전압에 2차 고조파 성분이 나타나게 되어 시스템의 성능이 저하된다. 입력전압 불평형은 산업계에서 자주 일어나는 현상으로 이에 의한 문제점을 제거하기 위해서는 불평형 입력전압이 컨버터의 출력력 시스템에 미치는 영향을 순서적으로 보상할 수 있는 알고리즘이 필요하게 되며, 그간 불평형 입력전압의 영향분석 및 이것을 제거하려는 많은 연구가 있어 왔다.^[1-3] Enjeti와 Choudhury는 불평형 입력전압에 의한 저차 고조파 성분을 제거하기 위해서 입력전압의 정상분과 역상분을 계산한 후 feedforward 제어 알고리즘을 통하여 PWM 신호를 발생시켰다.^[4] Rioual et. al은 정상분과 역상분 전압 방정식을 각각 유도하였으며 직류링크 전압을 일정하게 유지하고 평균 무효전력을 0으로 만들기 위한 정상분과 역상분 전류지령치를 구하여 역상분 전류지령치를 정상분 동기좌표계로 환산하여 전류제어를 하였다.^[5]

그러나 이와 같은 방식을 구현하는데 있어서는 다음과 같은 문제점이 있다. 입력전압의 정상분과 역상분을 얻기 위해서는 각 상의 zero crossing을 통한 위상 검출과 진폭검출이 필요하게 된다. 이는 추가적인 하드웨어 및 소프트웨어 알고리즘을 필요로 하며 전원에 리플이 있을 경우 zero crossing을 정확히 할 수가 없다는 어려움이 있다. 특히 입력전류의 zero crossing은 전류리플 때문에 입력전압의 경우보다 어렵다.

따라서 본 논문에서는 zero crossing시의 문제점 및 입력전압의 정상분 및 역상분 분리에 따르는 부가적인 연산에 의한 복잡한 알고리즘을 피하고 제어를 간단히 하기 위해서 다음과 같은 방법을 적용하였다. 우선 전원전압의 변동에 따른 제어기의 적응성 향상을 위해 전원전압의 분석을 동기좌표계상에서 직접 하였으며 이 경우 3상 전원의 위상검출과 진폭검출은 필요하지 않다. 분석된 동기좌표계상의 전압은 입력측 역기전력 성분이며 이 전압은 입력전압의 변동에 따라 가변되어진다. 또한 전류지령치를 무효전력 및 2차 고조파 유효전력 성분이 0이 되도록 선정하여 입력전류의 정현적 제어 및 직류링크 전압의 리플을 효과적으로 제거하였다.

제안된 알고리즘은 입력전압의 위상 및 진폭 검출이 필요치 않아 매우 간단하며 기존 시스템의 토폴로지 변동 없이 적용 가능하다. 제안된 알고리즘의 타당성을 실험을 통하여 입증하였다.

2. 불평형 입력전압의 분석

그림 1은 3상 PWM AC/DC 컨버터의 구조도이다.

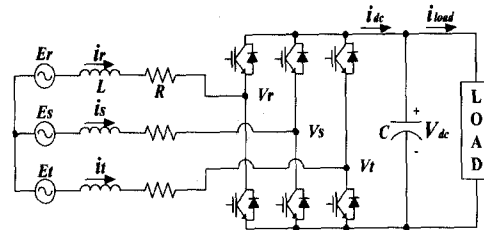


그림 1 3상 PWM AC/DC 컨버터의 구조
Fig. 1 Structure of 3 Phase PWM AC/DC converter.

3상 입력전압 E_r, E_s, E_t 를 동기좌표계상의 전압 E_d, E_q 로 변환하면 식(1)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{32}^T \begin{bmatrix} E_r \\ E_s \\ E_t \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{E_d^2 + E_q^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{여기서 } T_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

이때, 단위 역률제어를 위해 E_q 는 0으로 놓았으며 E_d 는 입력전압이 평형일 경우는 항상 직류성분으로 나타나게 된다. 그러나 불평형 입력전압 하에서는 역상분전압의 영향에 의한 2차 고조파 성분이 나타나게 되며 이로 인해 E_d, E_q 가 직류성분으로 나타나지 못한다. 따라서 입력전류와 직류링크 전압에 2차 고조파 성분이 나타나게 된다. 그러므로 입력전압의 상태에 따라 E_d 와 E_q 를 재 설정해 주는 알고리즘이 필요하며 본 논문에서는 다음과 같은 방법을 사용하여 동기좌표계상에서 입력전압을 분석하였다.

불평형 입력전압을 동기좌표계상으로 변환시킨 값, E_d 는 직류성분인 $\overline{E_d}$ 와 교류성분인 \hat{E}_d 로 나눌 수 있는데, $\overline{E_d}$ 는 식(2)처럼 E_d 의 최대값과 최소값의 평균치에서 구할 수 있으며 \hat{E}_d 는 E_d 와 $\overline{E_d}$ 의 차로 부터 구할 수 있다.

$$\overline{E_d} = \frac{1}{2} (E_{dmax} + E_{dmin}) \quad (2)$$

$$\hat{E}_d = E_d - \overline{E_d}$$

이 경우 식(3)처럼 $\overline{E_d}$ 는 동기좌표계상에서의 입력 전압의 정상분전압인 E_d^p 로 간주할 수 있으며 $\widehat{E_d}$ 의 최대값은 동기좌표계상의 역상분전압인 E_d^n 으로 간주할 수 있다.

$$\begin{aligned} E_d^p &= \overline{E_d} \\ E_d^n &= \widehat{E_d} \text{의 최대값} = E_{dmax} - E_d^p \end{aligned} \quad (3)$$

이때, E_d^n 은 그림 2와 같이 E_d^p 와 $2\theta + \theta_n$ 의 위상차를 가지고 반대방향으로 회전하는 형태로 나타나게 된다. 그러므로 정상분과 역상분 전압벡터를 식(4)와 같이 합성하여 전류제어시에 입력전압의 역기전력 보상성분으로 사용하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_d' \\ E_q' \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E_d^p \\ 0 \end{bmatrix} + R(-(2\theta + \theta_n)) \begin{bmatrix} E_d^n \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} E_d^p + E_d^n \cos(2\theta + \theta_n) \\ -E_d^n \sin(2\theta + \theta_n) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

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

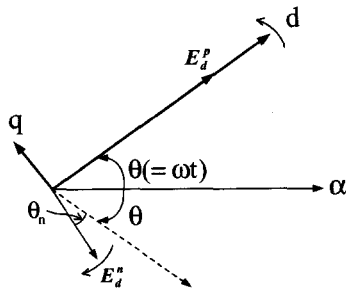


그림 2 동기좌표계상의 입력전압 벡터도
Fig. 2 Vector diagram of input voltage in the synchronous frame model

3. 제어기의 설계

3.1 전류제어기의 설계

그림 1과 같은 컨버터 시스템의 모델방정식은 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} (2E_r - E_s - E_t) &= 3Ri_r + 3L \frac{di_r}{dt} + (2V_r - V_s - V_t) \\ (2E_s - E_t - E_r) &= 3Ri_s + 3L \frac{di_s}{dt} + (2V_s - V_t - V_r) \\ (2E_t - E_r - E_s) &= 3Ri_t + 3L \frac{di_t}{dt} + (2V_t - V_r - V_s) \end{aligned} \quad (5)$$

위 식을 동기좌표계상의 모델로 표현하면 식(6)과 같으며 컨버터 입출력 방정식은 식(7)과 같다.

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q - V_d + E_d \quad (6)$$

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

$$P = \frac{3}{2} (E_d i_d + E_q i_q) = V_{dc} i_{dc} \quad (7)$$

동기좌표계상에서 PI 전류제어기를 설계하면 식(8)과 같으며 여기서 E_d 와 E_q 는 컨버터 출력전압에 대한 역기전력 보상성분으로 간주할 수 있다. 이 역기전력 보상성분을 식(1)에서 구한 E_d, E_q 가 아닌 식(4)에서 구한 E_d', E_q' 으로 보상함으로써 입력전압의 변동에 따라 효과적으로 역기전력 성분을 보상할 수 있다.

$$V_d^* = -(k_p + \frac{k_i}{s})(i_d^* - i_d) + \omega Li_q - Ri_d + E_d \quad (8)$$

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

3.2 전류지령치의 결정

불평형 입력전압 상태에서 전류지령치는 역상분전압에 의해 나타나는 입력전류와 직류링크 전압의 2차 고조파 성분을 효과적으로 제거할 수 있는 값을 선정하여야 한다. 불평형 입력전압의 경우, 평균치 유효전력 및 무효전력과 2차 고조파 유효전력은 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{3}{2} (E_d^p i_d^p + E_d^n i_d^n) \\ Q_0 &= \frac{3}{2} (E_d^p i_q^p + E_d^n i_q^n) \\ P_2 &= \frac{3}{2} [\cos 2\omega t (E_d^p i_d^n + E_d^n i_d^p) \\ &\quad + \sin 2\omega t (E_d^p i_q^n - E_d^n i_q^p)] \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)에서 단위역률 제어를 위해 무효전력 성분이 0이 되도록 정상분과 역상분 q축 전류 i_q^p, i_q^n 을 0으로 선택하면 식(10)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{3}{2} (E_d^p i_d^p + E_d^n i_d^n) \\ Q_0 &= 0 \\ P_2 &= \frac{3}{2} [\cos 2\omega t (E_d^p i_d^n + E_d^n i_d^p)] \end{aligned} \quad (10)$$

그러나 q 축 전류를 0으로 제어하여도 2차 고조파 유효전력을 0으로 만들 수는 없다. 따라서 식(10)의 2차 고조파 전력성분을 0으로 만드는 전류지령치를 선정하면 최종적인 전류지령치는 식(11)과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} i_d^{p*} &= \frac{2}{3} \frac{E_d^p}{(E_d^p)^2 - (E_d^n)^2} P_0, & i_q^{p*} &= 0 \\ i_d^{n*} &= \frac{2}{3} \frac{-E_d^n}{(E_d^p)^2 - (E_d^n)^2} P_0, & i_q^{n*} &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

전류제어를 식(11)의 지령값처럼 정상분과 역상분으로 나누어서 시행할 경우, 귀환되는 전류를 정상분과 역상분으로 분리해야 하는데 이를 위해선 입력전류의 위상 및 진폭 검출을 위한 추가적인 알고리즘이 필요하게 되어 제어기가 복잡해진다. 따라서 이를 간단히 하기 위해 각 성분별 전류지령값을 앞서의 역기전력 성분 보상시와 같이 식(12)처럼 변환시킨 값을 전류지령값으로 사용하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_d^{p*} \\ 0 \end{bmatrix} + R(-2\theta + \theta_n) \begin{bmatrix} i_d^{n*} \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} i_d^{p*} + i_d^{n*} \cos(2\theta + \theta_n) \\ -i_d^{n*} \sin(2\theta + \theta_n) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

3.3 제어 블록도

그림 3은 제안한 전체 컨버터 시스템의 블록도이며, 그림 4는 그림 3의 전류 및 전압제어기 부분의 상세 블록도이다.

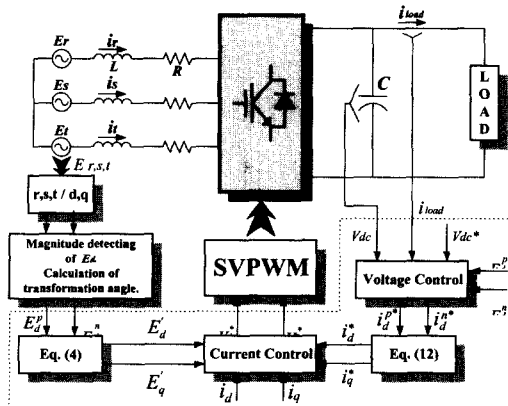


그림 3 제안한 컨버터 시스템 블록도
Fig. 3 Block diagram of proposed converter system.

주제어 알고리즘은 TI사의 TMS320C31 DSP가 장착된 제어보드를 통하여 구현되었으며 보편적인 컨버터 제어시스템과 비교하였을 때 별도의 하드웨어가 부가되지 않았다.

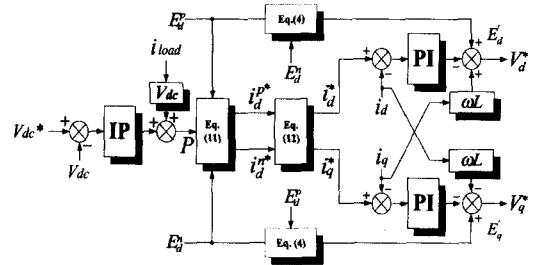


그림 4 전류 및 전압제어기의 블록도
Fig. 4 Block diagram of current and voltage controller.

4. 실험 결과

실험에 사용된 컨버터 스택은 IGBT(1200[V], 150[A])로 구성되었고, 제어 알고리즘은 150[μsec]의 샘플링 주기로 32bit DSP인 TMS320C31에 의해 수행되었으며 시스템 파라미터는 표 1과 같고 적용된 입력 전압은 식(13)과 같다.

표 1 시스템 파라미터
Table 1 System parameter

파라미터	값
직류링크 전압 지령	370[V]
직류링크 커패시터	1485[μF]
입력측 인덕턴스	950[μH]
부하 저항	26[Ω]

$$\begin{aligned} E_r &= 192 \cos(\omega t) \\ E_s &= 96 \cos(\omega t - 2/3\pi) \\ E_t &= 192 \cos(\omega t + 2/3\pi) \end{aligned} \quad (13)$$

그림 5는 불평형 입력전압의 파형이다. 그림 5의 불평형 입력전압을 식(2)와 식(3)의 방식으로 분석하였을 경우, 동기좌표계상의 전압파형은 그림 6과 같다. 그림 6과 같이 분리된 동기좌표계상의 정상분과 역상분 전압을 식(4)에 의해 변환을 하면 전류제어기에 전향 보상되는 입력측 역기전력 전압을 그림 7의 (c),(d)와 같이 얻을 수 있다. 이는 일반적인 방식으로 보상시

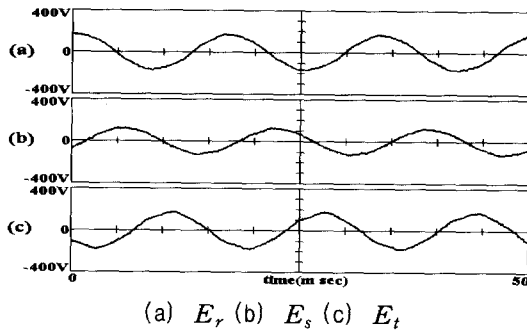


그림 5 불평형 입력전압 파형
Fig. 5 Unbalanced input voltage waveforms.

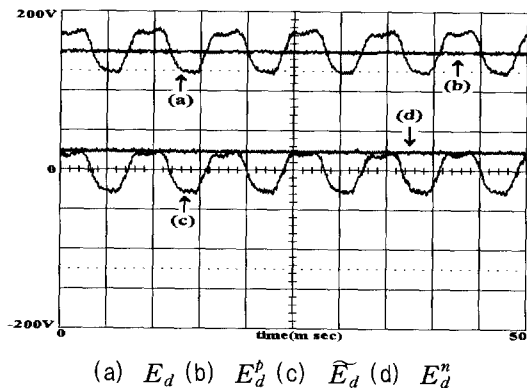


그림 6 동기좌표계상에서의 입력전압 분석 파형
Fig. 6 Input voltage analysis waveforms in the synchronous frame.

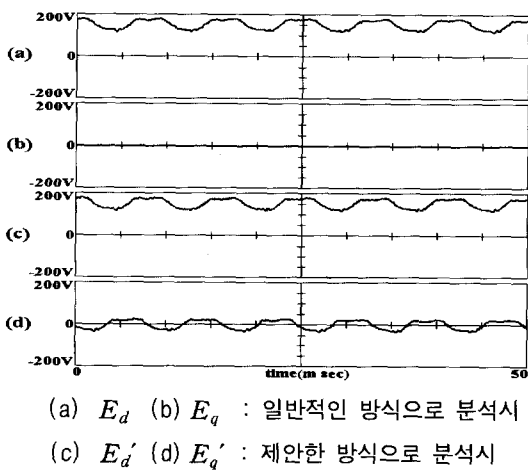


그림 7 동기좌표계상에서의 입력전압 파형
Fig. 7 The voltage waveforms in the synchronous frame.

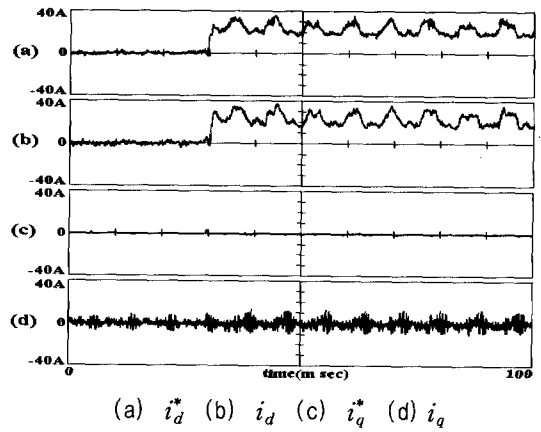


그림 8 일반적인 방식으로 제어시 동기좌표계상의 입력전류파형
Fig. 8 The current waveforms in the synchronous frame with conventional method.

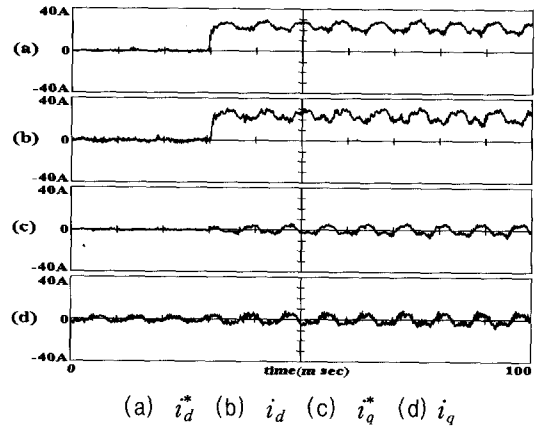
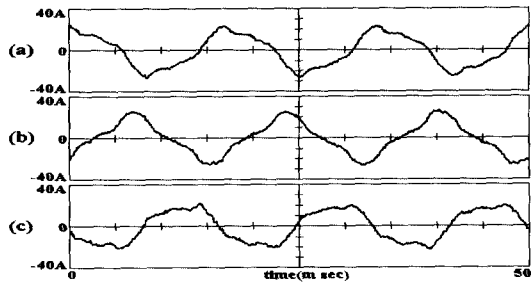


그림 9 제안한 방식으로 제어시 동기좌표계상의 입력전류파형
Fig. 9 The current waveforms in the synchronous frame with proposed method.

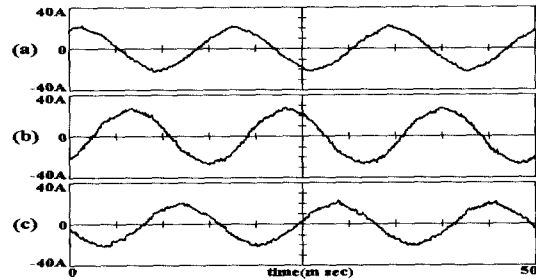
역기전력 파형인 그림 7의 (a), (b)와 비교시 E_q' 전압이 입력 불평형에 따라 변동됨을 볼 수 있다. 그림 8은 일반적인 방식으로 제어시 d, q 축 전류지령 및 귀환 파형이고, 그림 9는 제안한 방식으로 제어시 d, q 축 전류지령 및 귀환 파형이다. 그림 9에서 보듯이 d, q 축 전류지령치는 무효전력 및 2차 고조파 유효전력을 제거하기 위해 적절히 조절됨을 볼 수 있다.

그림 10은 일반적인 방식으로 제어시 정상상태 입력 전류 파형이고 그림 11은 제안한 방식으로 제어시 입



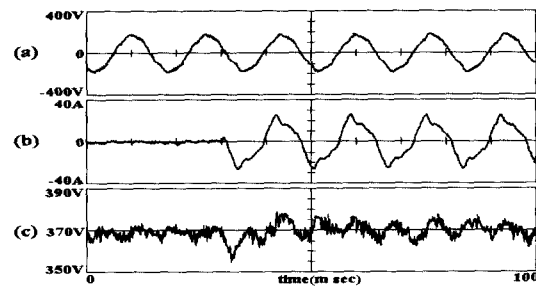
(a) i_r (b) i_s (c) i_t

그림 10 일반적인 방식으로 제어시 입력전류 파형
Fig. 10 The input current waveforms with the conventional method.



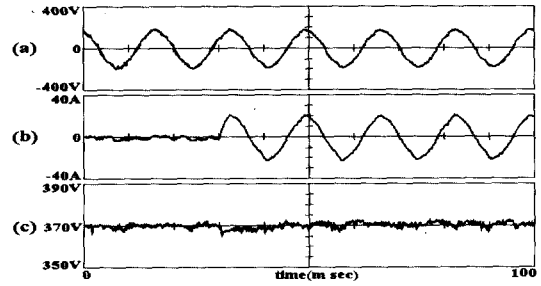
(a) i_r (b) i_s (c) i_t

그림 11 제안한 방식으로 제어시 입력전류 파형
Fig. 11 The input current waveforms with the proposed method.



(a) E_r (b) i_r (c) V_{dc}

그림 12 일반적인 방식으로 제어시 과도응답 특성
Fig. 12 The transient characteristic with the conventional method



(a) E_r (b) i_r (c) V_{dc}

그림 13 제안한 방식으로 제어시 과도응답 특성
Fig. 13 The transient characteristic with the proposed method

력전류 파형이며, 그림 12는 일반적인 방식으로 제어시 스탠부하 인가(0kW → 5.2kW)에 의한 과도응답 특성을 보여주며, 그림 13은 동일 조건에서 제안한 방식으로 제어시 파형이다. 그림 10과 그림 12에서 보면 불평형입력전압에 의한 역상분전압에 의해 입력전류가 왜곡되며 직류링크 전압에 2차 고조파 리플이 포함됨을 알 수 있다. 그러나 그림 11과 그림 13은 입력전류 및 직류링크 전압에 포함되는 2차 고조파 성분이 효과적으로 제거되었음을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 3상 PWM AC/DC 컨버터에 불평형 입력전압이 인가되었을 때 입력전류와 직류링크 전압에 나타나는 고조파 성분을 최소화하기 위한 효과적인 제어기법을 제안하였다. 불평형 입력전압을 동기좌표계상에서의 직접 정상분과 역상분으로 분석함으로써 입력전압의 위상 및 진폭검출이 불필요하며, 따라서 연산 알고리즘이 간단히 되었고 순시 전압변동에 대한 대응 제어능력을 향상시킬 수 있었다. 또한 무효전력 성분과 2차 고조파 유효전력 성분이 0이 되도록 각 성분별 전류지령값을 구하였으며, 이를 동기좌표계상에서 일치시킨 값을 전류지령값으로 택하였다. 따라서 전류제어시 입력전류를 성분별로 분석하지 않고도 고조파 성분을 효과적으로 제거 함으로써 제어기의 구조를 간단히 할 수 있었다. 제안한 알고리즘은 불평형 입력전압 하에서 일반적인 컨버터 시스템의 변동 없이 안정된 입력전류와 직류링크 전압을 얻을 수 있다.

참고 문헌

- [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", IEEE-IECON Rec., pp.479~484, 1988.
- [4] P. N. Enjeti and S. A. Choudhury, "A New Control Stratage to Improve the Performance of a PWM AC to DC Converter under Unbalanced Operating Conditions", IEEE Trans. on PE, Vol.8, No.4, pp.493~500, 1993, Oct.
- [5] P. Rioul, H. Poulquien, 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.
- [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.
- [7] Eugenio Wernekinck, Atsuo Kawamura and Richard Hoft, "A High Frequency AC/DC Converter eith unity Power Factor and Minimum Harmonic Distortion", IEEE Trans. on PE, Vol.6, No.3, pp.364~370, 1991, July.

저자 소개

박규서(朴圭瑞)



1974년 1월 7일생. 1996년 해군사관학교 전기공학과 졸업(학사). 2000년 한양대 전기공학과 대학원 졸업(석사). 현재 해군 대위.

안성찬(安聖贊)



1964년 8월 18일생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1990년 동 대학원 졸업(석사). 1989년~1998년 효성중공업(주) 근무. 1998년 동 대학원 박사과정 수료.

현동석(玄東石)



1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학 과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도 대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한 양대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 회장.