

# 전원전압의 불평형 및 왜곡시 3상 PWM 컨버터의 전류제어

張正翼\*, 李東椿†, 金興根\*\*

## Current Control of Three-Phase PWM Converters under Unbalanced and Distorted Source Voltage

Jeong-Ik Jang, Dong-Choon Lee, Heung-Geun Kim

### 요 약

본 논문은 전원전압이 불평형이고 왜곡될 경우의 3상 PWM 컨버터의 전류제어기법을 제안한다. 전원전압의 왜곡에 대한 대책은 종래의 일반적인 전류 제어기에 5차, 7차 고조파 전류제어기를 추가하여 전원전류에 저차고조파가 나타나는 것을 제거한다. 그리고 전원전압 불평형의 경우, 역상분 전류제어기를 추가함으로써 전원전류를 평형으로 제어하거나 직류출력 전압의 리플을 감소시킬 수 있다. 제안된 제어 알고리즘의 타당성을 실험을 통하여 검증하였다.

### ABSTRACT

This paper proposes a current control scheme of the PWM converters under nonideal source voltage conditions such as unbalance and distortion. For the distorted source voltage, the harmonic current controllers are introduced to the conventional current controller. These control loops can eliminate the 5th and 7th order harmonics which are hardly to be done by using filters. For the unbalanced source voltage, a negative sequence current controller is introduced either to reduce the DC-link voltage ripples or to eliminate the source current unbalance. Experimental results show the validity of the proposed control scheme.

**Key Words** : PWM converter, unbalance, distortion, current control, harmonic current

### 1. 서 론

최근에 PWM 컨버터는 가변속 구동 시스템, UPS 등의 많은 산업시스템에서 AC/DC 전력변환장치로 많이 사용되고 있다. PWM 컨버터는 직류 출력전압을 일정하게 제어할 수 있고 입력측 전류를 정현적으로 제어할 수 있을 뿐만 아니라 단위역률제어 및 양방향 전력전달이 가능하다<sup>[1]</sup>.

PWM 컨버터는 d-q 동기좌표계에서 두 개의 선형 시스템으로 모델링할 수 있다<sup>[2]</sup>. 이 두 개의 선형 시스템은 직류단의 입출력 전력과 직류전압에 의한 모델, 그리고 승압용 인덕터에 인가되는 PWM 출력전압과 전원전압에 의한 전류 모델로 나눌 수 있다. 따라서 PWM 컨버터의 제어루프는 외부의 직류전압 제어루프와 내부의 전류 제어루프로 구성된다. 전원전압이 이상적인 경우 PWM 컨버터의 직류단 출력전압은 스위칭 주파수에 의한 리플성분만을 가지고 전원전류도 정현파가 된다.

그러나 실제 3상 전원 시스템에서 전원전압이 왜곡되거나 불평형이 되는 경우가 종종 있다. 이는 PCC(Point of Common Coupling)에 비선형 부하나 단상 부하가 연결되기 때문이다. 즉, PCC에 연결된 비선

†교신저자 : 정희원, 영남대 전기공학과 교수  
E-mail : dclee@yu.ac.kr

\*학생회원, 영남대 전기공학과 석사과정

\*\*정희원, 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수

접수일자 : 2006. 11. 10      1차 심사 : 2006. 12. 5  
심사완료 : 2004. 12. 27

형 부하에 의한 고조파 전류는 PCC 쪽으로 흘러 들어가고 이들 고조파 전류는 PCC에서 전압의 왜곡을 야기한다. 또한 PCC에 연결된 단상 부하에 의한 불평형 전류는 PCC의 전압을 불평형으로 만드는 요인이 된다. 이러한 불평형 혹은 왜곡된 전압이 PWM 컨버터의 입력측에 연결된다면 직류단 전압은 전원주파수의 2배로 맥동하는 성분이 발생하며 전류전류는 저차 고조파 전류가 나타난다. 이는 다시 PCC의 전압왜곡을 증가시키는 원인이 된다<sup>[3]</sup>.

전압전압이 불평형일 경우에 직류단 전압의 리플을 제거하기 위해 입력전류를 역상분과 정상분으로 분리하여 제어하는 이중 전류제어기가 제안되었다<sup>[4]</sup>. 이 방법으로 전압전압이 불평형일 경우 직류단 전압의 리플 성분이 제거될 수 있으나 전류전류는 불평형 상태가 유지된다. 그리고 전압전압이 왜곡된 경우는 이 연구에 포함되지 않았다.

한편 전압전압의 왜곡시 전류제어의 난점을 극복하기 위해 [5]에서는 기본 전류제어기에 공진제어기를 추가하였다. 이 방법은 신호처리과정이 요구되지 않기 때문에 응답성이 뛰어난 장점을 가지고 있으나 추가된 공진제어기가 공진주파수 이외의 성분에 대해 제어이득을 높이는 단점을 가지고 있다. 또한 전압전압의 불평형에 의한 영향을 고려하지 않았다.

본 논문에서는 전압전압이 불평형 및 왜곡된 경우에 직류단 전압의 리플을 감소시키고 입력전류를 평형으로 제어하며 또한 입력전류의 고조파 성분을 제거하는 기법이 제시된다. 역상분 전류제어기를 도입하여 불평형시 직류전압의 리플을 감소시키고 입력전류의 평형 제어를 얻는다. 그리고 전압왜곡에 기인한 5차, 7차 고조파전류를 제거하기 위해 고조파 전류제어기를 추가한다. 제시된 제어 알고리즘은 실험을 통하여 그 타당성이 입증된다.

## 2. PWM 컨버터의 제어

### 2.1 PWM 컨버터의 모델링

그림 1은 3상 AC/DC PWM 컨버터의 회로도를 나타낸다. 3상 평형전원시 전압전압의 위상각에 동기된 회전자표계에서 전압방정식은 아래와 같이 표시된다<sup>[6]</sup>.

$$e_d^e = Ri_d^e + L \frac{di_d^e}{dt} - \omega_e Li_q^e + v_d^e \quad (1)$$

$$e_q^e = Ri_q^e + L \frac{di_q^e}{dt} + \omega_e Li_d^e + v_q^e \quad (2)$$

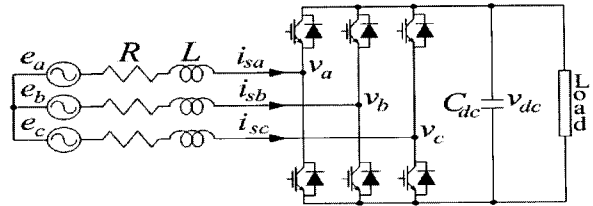


그림 1 3상 AC/DC PWM 컨버터  
Fig. 1 Three-phase AC/DC PWM converter

여기서  $L$ 는 승압용 인덕턴스,  $R$ 는 입력측 저항,  $\omega_e$ 는 전원 각주파수를 나타낸다. 그리고  $e_d^e, e_q^e$ 는 d-q축 전압 전압,  $v_d^e, v_q^e$ 는 d-q축 컨버터 입력전압,  $i_d^e, i_q^e$ 는 d-q축 입력전류이다.

동기좌표계 상에서 전압전압을 q-축에 일치시키면  $e_d^e = 0, e_q^e = E_{max}$  이므로 PWM 컨버터의 입력전력은 아래와 같이 표현된다. 여기서  $E_{max}$ 는 전압전압의 크기이다.

$$\begin{aligned} p_{in} &= \frac{3}{2} (e_d^e i_d^e + e_q^e i_q^e) \\ &= \frac{3}{2} E_{max} i_q^e \end{aligned} \quad (3)$$

### 2.2 전압제어기

일반적으로 PWM 컨버터의 제어기는 외부의 직류단 전압제어기와 내부의 전류제어기로 구성된다. 그리고 직류단 전압 제어기는 PI 제어기보다 오버슈트가 적은 IP 제어기가 많이 사용된다. 전압제어기의 출력은 다음과 같이 표현되며

$$i_q^{*e} = [-K_p v_{dc} + K_i \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt] + \frac{\dot{p}_{out}}{1.5 E_{max}} \quad (4)$$

여기서 마지막 항은 부하에 대한 전향보상 제어를 나타낸다.

IP 직류단 전압 제어기의 설계기법을 간략히 기술한다<sup>[7]</sup>. 먼저 컨버터의 입출력단의 에너지 평형을 수식으로 나타내면 다음과 같다. 컨버터 입력측 저항과 인덕턴스에서의 손실을 무시하면

$$\frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2}{dt} = p_{in} - p_{out} \quad (5)$$

여기서  $C_{dc}$ 는 직류단 커패시턴스이다.

q축 전류제어가 잘 수행되고 부하 전력의 전향보상이 잘 이루어진다면 식(3)-(5)로부터

$$\frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2}{dt} = 1.5E_{\max} [-K_b v_{dc} + K_i \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt] \quad (6)$$

직류단 전압의 동작점( $v_{dc0}$ )에서 직류단 전압의 제곱을 테일러 급수로 전개한 후 2차항 이상을 무시하면 식(7)과 같다

$$v_{dc}^2 = v_{dc0}^2 + 2v_{dc0}(v_{dc} - v_{dc0}) \quad (7)$$

이 식을 식(6)에 대입하면

$$C_{dc} v_{dc0} \frac{dv_{dc}}{dt} = 1.5E_{\max} [-K_b v_{dc} + K_i \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt] \quad (8)$$

식(8)로부터 전달함수를 구하면 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{v_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} &= \frac{\frac{1.5E_{\max} K_i}{C_{dc} v_{dc0}}}{s^2 + \frac{1.5E_{\max} K_b}{C_{dc} v_{dc0}} s + \frac{1.5E_{\max} K_i}{C_{dc} v_{dc0}}} \\ &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\omega_n$ 은 자연 비감쇠 주파수이고  $\zeta$ 는 감쇠비이다. 본 연구에서는  $\omega_n = 80[\text{rad/s}]$ ,  $\zeta = 0.707$ 로 선정한다. 직류단 전압의 동작점을 그 지령치와 같다고 하면 비례이득  $K_b$ 와 적분이득  $K_i$ 는 다음과 같다.

$$K_b = 2\zeta\omega_n \frac{C_{dc} V_{dc}^*}{1.5E_{\max}} \quad (10)$$

$$K_i = \omega_n^2 \frac{C_{dc} V_{dc}^*}{1.5E_{\max}} \quad (11)$$

### 2.3 전류제어기

PWM 컨버터의 전류제어는 3상 교류 전동기의 전류제어와 유사하여 이를 이용하여 제어기를 설계한다<sup>[8]</sup>. 단 PI 제어기의 출력에 '-'를 곱하여 PWM 변조지령치로 삼는다. 식(1), (2)로부터

$$v_d^e = e_d^e - R i_d^e - L \frac{di_d^e}{dt} + \omega_e L i_q^e \quad (12)$$

$$v_q^e = e_q^e - R i_q^e - L \frac{di_q^e}{dt} - \omega_e L i_d^e \quad (13)$$

일반적으로 제어기는 외란을 보상하기 위한 전향보상항과 오차를 제거하기 위한 궤환항으로 구성된다. 이 두 항을 합하여 제어입력을 구성한다.

$$v^* = -v_{fb}^* + v_{ff}^* \quad (14)$$

식(12), (13)에서 전향보상항은 전원전압과 d-q축 간섭항으로 각각 아래와 같이 표현된다.

$$v_{d-ff}^{e*} = e_d^e + \omega_e L i_q^e \quad (15)$$

$$v_{q-ff}^{e*} = e_q^e - \omega_e L i_d^e \quad (16)$$

그리고 궤환제어기는 PI 제어기를 사용한다. 제한기에 의해서 전류제어기의 출력은 제한되며 적분기의 발산을 방지하기 위해서 안티와인드업(anti-windup) 기능을 추가한다. 안티와인드업을 포함한 궤환제어기의 출력은 아래와 같이 표현된다.

$$v_{fb}^* = K_b (i^* - i) + K_i \int ((i^* - i) + K_a (v^* - v_{sw}^*)) dt \quad (17)$$

안티와인드업 항을 무시하고 전향보상이 잘 이루어진다면 식(12)-(14), (17)로부터 전달함수는 식(18)과 같이 된다.

$$\frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{\frac{K_b}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 + \frac{R + K_b}{L} s + \frac{K_i}{L}} \quad (18)$$

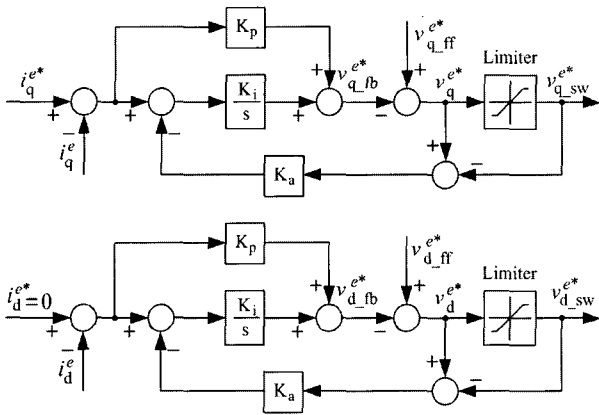


그림 2 전류제어기의 블럭도  
Fig. 2 Block diagram of a current controller

식(18)에서 극점과 영점이 상쇄되도록 이득을 설정하면 전달함수는 식(19)와 같이 1차 지연이 되고

$$\frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{19}$$

비례, 적분 이득은 다음과 같다.

$$K_p = L \omega_c \tag{20}$$

$$K_i = R \omega_c \tag{21}$$

여기서  $\omega_c$ 는 전류제어기의 주파수 대역이다. 본 연구에서는  $\omega_c = 3000[\text{rad/s}]$ 로 선정한다.

직류의 q축과 d축 성분은 각각 직류단 전압제어와 역률제어를 담당하며 통상 단위 역률제어를 위해 d축 전류지령은 0으로 설정된다. 그림 2는 이에 따른 d-q 축의 전류제어기 블럭도를 나타낸다. 그림에서 안티와 인드업 이득은 일반적으로 비례이득의 역수로 설정한다.

### 3. 전원 전압 불평형 및 왜곡시의 제어 기법

#### 3.1 전원전압 불평형시의 전류제어

직류단 전압의 리플은 컨버터의 유효전력의 리플로부터 야기된다. 이 효과를 보이기 위해서 컨버터의 피상전력을 계산한다. 불평형 전원전압일 때 정지좌표계 상에서 컨버터의 피상전력을 나타내면 아래와 같다<sup>[4]</sup>.

$$S = 1.5(e^{j\omega t} e^{j\theta} + e^{j(-\omega)t} e^{j\theta}) (e^{j\omega t} i_{dq}^p + e^{j(-\omega)t} i_{dq}^n) \tag{22}$$

여기서 위 첨자 p와 n은 각각 정상분과 역상분으로 각각의 동기좌표계 값을 의미한다. 식(22)를 전개하여 유효전력과 무효전력으로 분리하여 표현하면  $P_0, Q_0$ 의 직류성분과 크기  $P_{\omega}, P_{2\omega}, Q_{\omega}, Q_{2\omega}$ 인 전원주파수의 2배로 맥동하는 교류성분으로 분리하여 나타낼 수 있다. 즉,

$$p(t) = P_0 + P_{\omega} \cos(2\omega t) + P_{2\omega} \sin(2\omega t) \tag{23}$$

$$q(t) = Q_0 + Q_{\omega} \cos(2\omega t) + Q_{2\omega} \sin(2\omega t) \tag{24}$$

여기서

$$\begin{aligned} P_0 &= 1.5(e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n) \\ P_{\omega} &= 1.5(e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n + e_d^n i_d^p + e_q^n i_q^p) \\ P_{2\omega} &= 1.5(e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p - e_q^p i_d^n + e_d^p i_q^n) \\ Q_0 &= 1.5(e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n) \\ Q_{\omega} &= 1.5(e_q^p i_d^n - e_d^p i_q^n + e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p) \\ Q_{2\omega} &= 1.5(e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n - e_d^n i_d^p - e_q^n i_q^p) \end{aligned}$$

이다. 따라서 전원전압이 불평형일 경우 직류단 전압의 리플성분은 식(23)에서 유효전력의 리플성분에 의한 것임을 알 수 있다. 그러므로  $P_{\omega}$ 와  $P_{2\omega}$ 가 0으로 제어되면 직류단 전압의 리플성분은 제거될 수 있다. 무효전력의 평균값  $Q_0$ 는 단위역률 제어를 위해 0으로 제어된다. 그리고 무효전력의 리플성분인  $Q_{\omega}$ 와  $Q_{2\omega}$ 는 평균값이 0이므로 단위역률제어시 고려되지 않는다. 직류단 전압의 평균값은  $P_0$ 에 의해서 결정된다. 따라서 식(23)과 (24)로부터 전원전압이 불평형일 때 PWM 컨버터의 전류 지령은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} i_d^{p*} \\ i_q^{p*} \\ i_d^{n*} \\ i_q^{n*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3D} V_{dc}^* i_{dc}^* \begin{bmatrix} e_d^p \\ e_q^p \\ -e_d^n \\ -e_q^n \end{bmatrix} \tag{25}$$

여기서

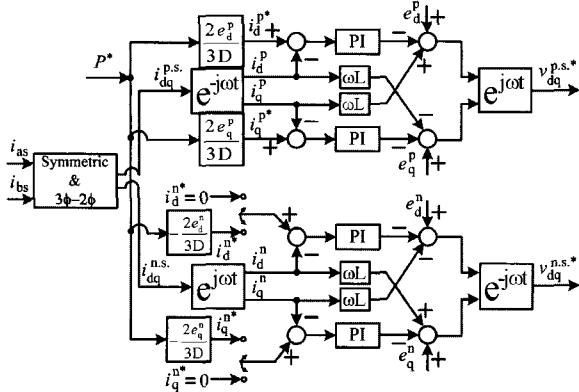


그림 3 전원 불평형시의 전류제어 블럭도  
 Fig. 3 Current control block diagram for the unbalanced source voltage

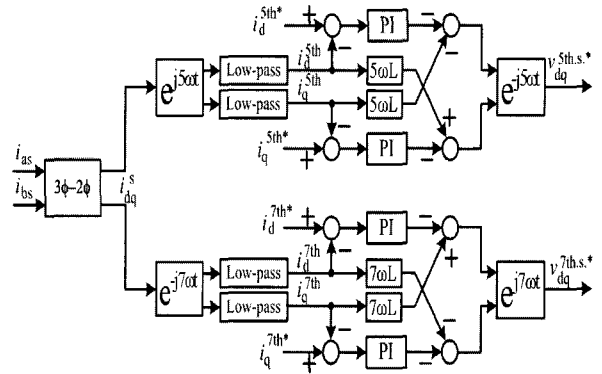


그림 5 전원전압 왜곡시의 전류제어 블럭도  
 Fig. 5 Current control block diagram for the distorted source voltage

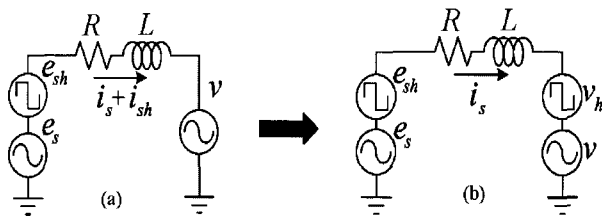


그림 4 전원전압 왜곡시의 컨버터 상당 등가회로 (a) 보상 전 (b) 보상 후  
 Fig. 4 Per-phase equivalent circuit of PWM converters under the distorted source voltage (a) without compensation (b) with compensation

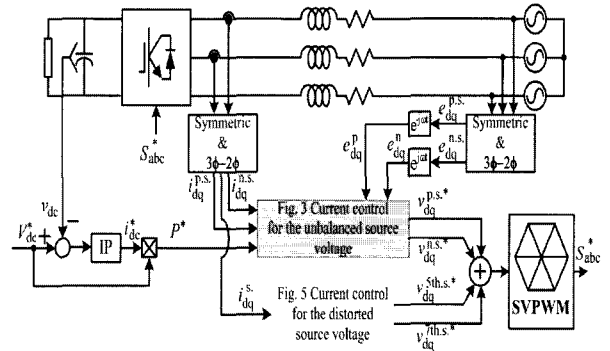


그림 6 비이상적인 전원전압시 PWM 컨버터의 전체 제어도  
 Fig. 6 Overall control block diagram of PWM converter for nonideal source voltage

$$D = [(e_d^p)^2 + (e_q^p)^2] - [(e_d^n)^2 + (e_q^n)^2] (\neq 0)$$

그리고  $i_{dc}^*$ 는 전압 제어기의 출력이고,  $V_{dc}^*$ 는 직류단 전압 제어기의 지령값이다. 식(25)로부터 컨버터 전류의 정상분과 역상분 제어도를 나타내면 그림 3과 같다. 이렇게 제어할 경우 직류단 전압의 리플은 줄어들지만 입력전류는 여전히 불평형 상태로 남는다. 만약 전원 불평형에 의한 직류단의 전압리플이 부하단에 영향을 미치지 않을 만큼 작다면 전원전류를 평형으로 제어하는 것이 바람직하다. 전류의 불평형은 역상분 전류의 존재에 의한 것이므로 평형전류를 얻기 위해서는 역상분 전류  $i_d^n, i_q^n$ 가 0이 되어야 한다. 이 경우 역상분 전류제어기의 지령을 0으로 설정하면 된다.

### 3.2 전원전압 왜곡시의 전류제어

배전시스템에서 전압은 비선형 부하에 의한 고조파

전류로 인해 왜곡되기 쉽다. 실제 배전시스템에서의 왜곡된 전압 때문에 PWM 컨버터는 왜곡된 입력전류를 내보내 또다른 고조파 전류원이 된다. 그림 4(a)는 전원전압의 왜곡( $e_{sh}$ )에 의해 고조파전류( $i_{sh}$ )가 발생하는 PWM 컨버터의 단상 등가회로를 보인다.

그림 4(b)는 컨버터 입력전압에 전원전압에 포함된 고조파 성분을 상쇄시키는 전압( $v_h$ )을 주입하면 고조파 전류가 제거될 수 있음을 보인다. 전원전압에 포함된 고조파는 주로 저차 성분이 문제가 되므로 본 연구에서는 5차와 7차 성분만을 고려한다.

그림 5는 5차, 7차 고조파 전류를 제거하기 위한 전류제어 블럭도를 보인다. 고정좌표계의 3상 전류를 전원의 5배, 7배의 위상각에 동기시킨 후 저역통과필터를 통과시켜 동기좌표계의 5차, 7차 고조파 전류를 추출한다. 이 고조파 전류들은 고조파 전류제어기에 의해서 0으로 제어된다. 고조파 전류제어기의 출력과 비

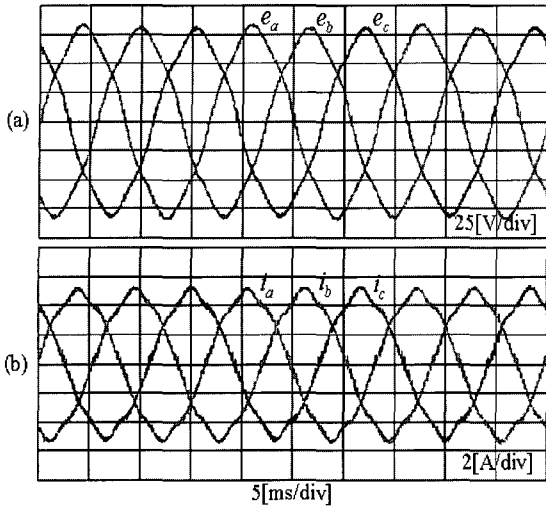


그림 7 왜곡된 전원 전압(a)과 왜곡된 입력전류(b)  
Fig. 7 Distorted source voltage(a) and source current(b)

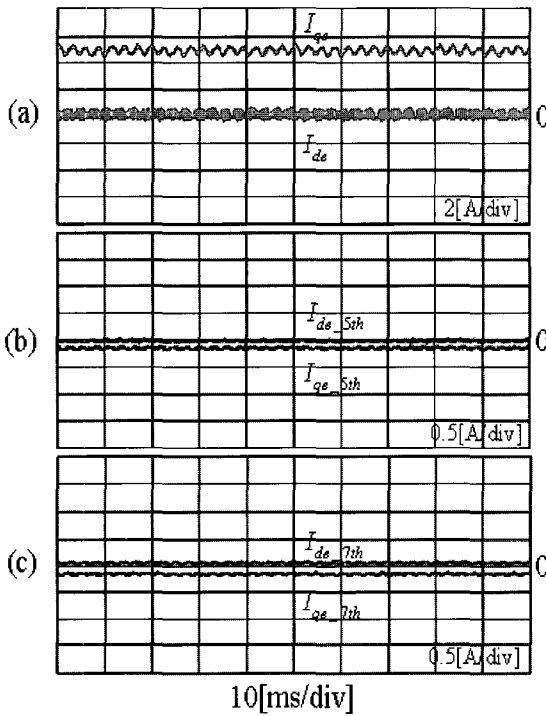


그림 8 전원전압 왜곡시 일반적인 전류제어기 사용 (a) d-q축 입력전류 (b) d-q축 5차 고조파 전류 (c) d-q축 7차 고조파 전류  
Fig. 8 Conventional current control at the distorted source voltage (a) dq-axis input current (b) dq-axis 5th harmonic currents (c) dq-axis 7th harmonic currents

간섭항인  $5\omega L$ 과  $7\omega L$ 은 고정좌표계의 고조파 지령전압인  $V_{dq}^{5th.s.*}$ ,  $V_{dq}^{7th.s.*}$ 을 계산하는데 사용된다.

그림 6은 불평형 및 왜곡된 전원 전압에 대한 PWM 컨버터의 전체 제어도이다.

#### 4. 실험 결과 및 검토

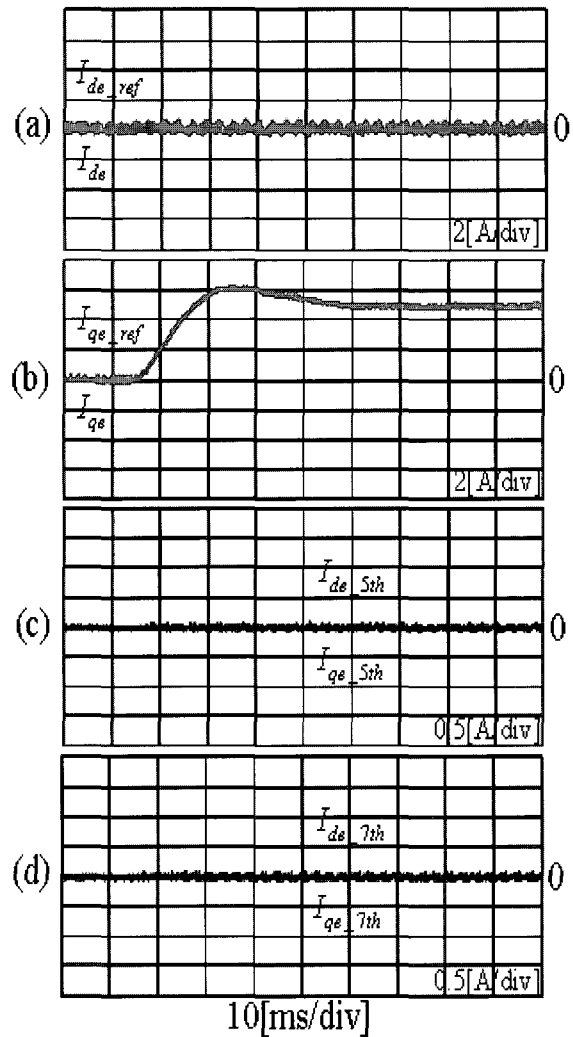


그림 9 전원전압 왜곡시 제안한 전류제어기의 응답특성 (a) d-축 전류지령과 실제값 (b) q-축 전류지령과 실제값 (c) d-q축 5차 고조파 전류 (d) d-q축 7차 고조파 전류  
Fig. 9 Proposed current control at the distorted source voltage (a) d-axis current and its reference and (b) q-axis current and its reference (c) dq-axis 5th harmonic currents (d) dq-axis 7th harmonic currents

제한한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실험이 수행된다. IGBT PWM 컨버터의 스위칭 주파수는 5[kHz]이고, 전압제어와 전류제어의 샘플링주기는 100usec이다. 또 3상 입력전압은 100Vrms, 직류단 출력전압의 지령은 150[V]이며 컨버터의 부하는 40[Ω]의 저항을 사용한다.

그림 7(a)는 실제 구내 실험실에서 측정된 왜곡된전압파형과 일반적인 PWM 컨버터 제어시의 입력전류파형(b)을 나타낸다. 전원전압은 3%의 5차, 0.4%의 7차 고조파 성분을 포함한다.

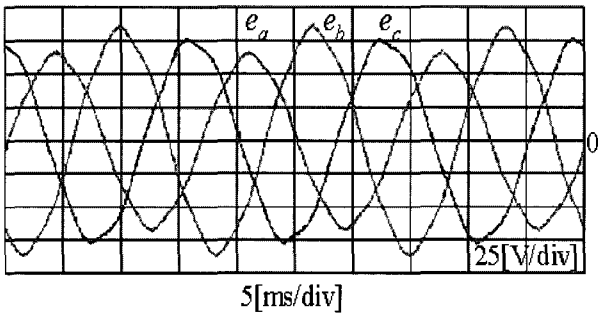


그림 10 불평형 및 왜곡된 전원 전압  
Fig. 10 Unbalanced and distorted source voltage

그림 8(a)는 그림 7(b)의 전원전류를 동기좌표계로 변환하여 나타낸 파형이다. 고조파를 포함하고 있기 때문에 리플 성분이 나타난다. 그림 8(b), (c)는 그림 7(b)에서 5차와 7차 성분만을 뽑아 각각의 동기좌표계로 변환하여 나타낸 전류파형이다. q-축에 5차, 7차 고조파 성분이 존재함을 알 수 있다.

그림 9는 무부하에서 40[Ω]의 저항부하를 스텝으로 인가할 경우 제한된 전류제어기의 과도응답특성을 나타내고 있다. 그림 9(a), (b)는 d-q축 전류지령과 실제 값을 나타내며 전류제어기가 잘 이루어짐을 보인다. 그림 9(c), (d)는 5차, 7차 d-q축 고조파전류로 지령값인 0으로 제어가 잘 됨을 보이고 있다.

그림 10은 불평형률이 14.66%이며 약 3%의 전고조파왜율(THD)을 가진 전원전압의 파형을 나타낸다. 그림 11은 그림 10의 조건에서 일반적인 전류제어기를 사용할 경우의 파형이다. 그림 11(a)의 입력전류는 고조파를 포함하고 그림 11(b)는 직류단 전압이 전원 주파수의 2배 주파수로 맥동함을 보인다.

그림 12는 고조파 전류제어기를 추가할 경우의 파형을 나타낸다. 그림 12(a)는 고조파 전류를 포함하지 않으면 그림 12(b)는 직류단 전압이 여전히 2배 주파수로 맥동함을 보인다. 그리고 고조파 전류제어기를 제거하고 역상분 전류제어기를 추가할 경우의 파형을 그림 13에 나타낸다.

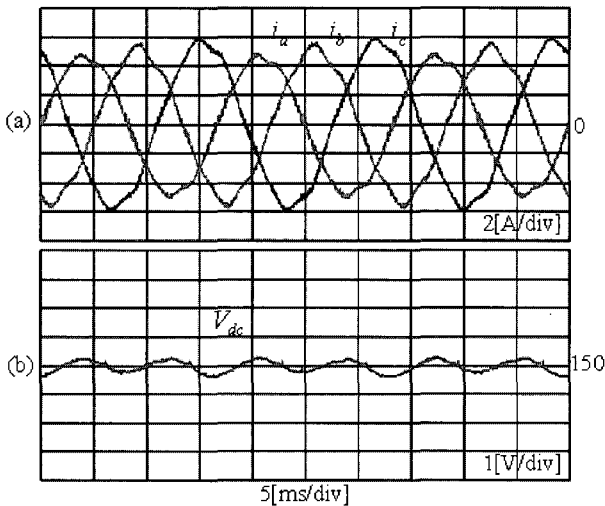


그림 11 비이상적인 전원전압시 일반적인 전류제어기 사용  
(a) 3상 입력전류 (b) 직류단 전압  
Fig. 11 Conventional current control at nonideal source voltage (a) three-phase input current (b) dc-link voltage

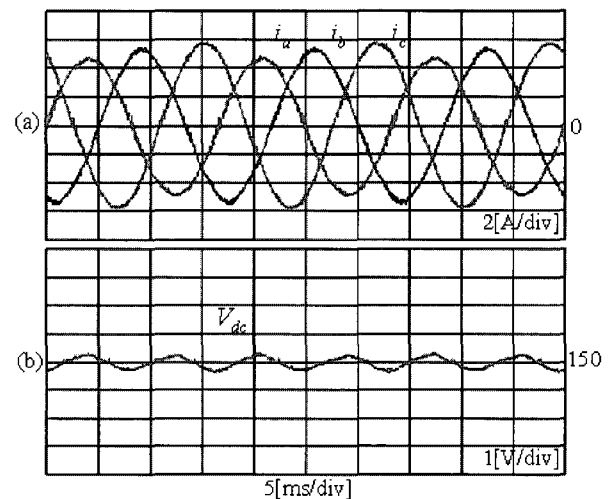


그림 12 고조파 전류제어기만 추가 (a)3상 입력전류 (b)직류단 전압  
Fig. 12 Harmonic elimination control (a) three-phase input current (b) dc-link voltage

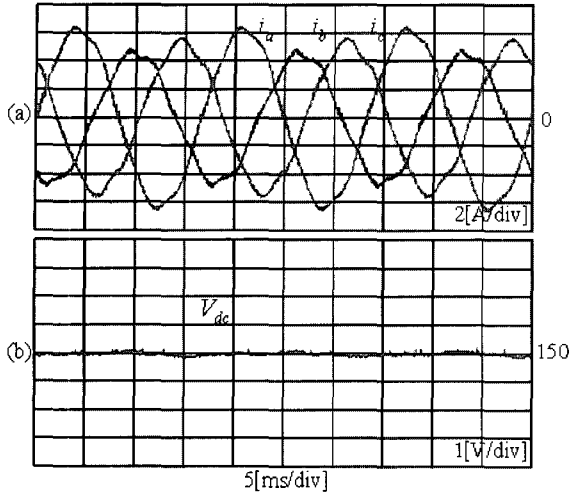


그림 13 직류전압 리플제거를 위한 역상분 전류제어기 추가 (a) 3상 입력전류 (b) 직류단 전압  
 Fig. 13 Negative current control for eliminating dc-link voltage ripples (a) three-phase input current (b) dc-link voltage

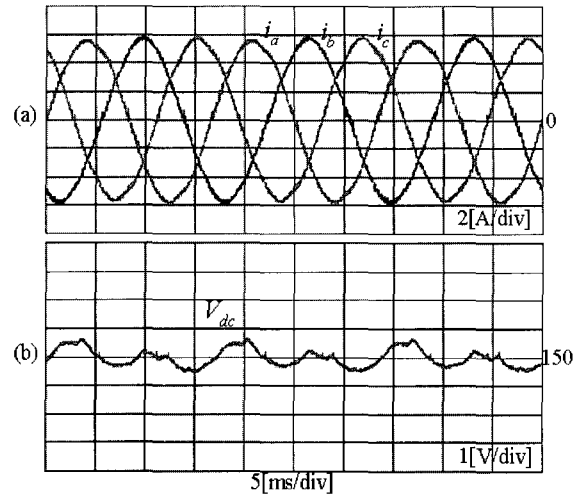


그림 15 고조파 및 역상분 전류제어기 추가(역상분 전류 지령은 0) (a) 3상 입력전류 (b) 직류단 전압  
 Fig. 15 Harmonic elimination and balancing control (a) three-phase input current (b) dc-link voltage

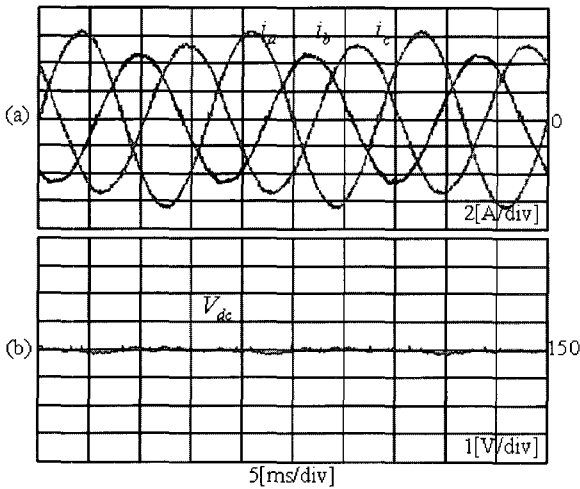


그림 14 고조파 및 역상분 전류제어기 추가 (a) 3상 입력 전류 (b) 직류단 전압  
 Fig. 14 Harmonic elimination and negative sequence current control for eliminating dc-link voltage ripples (a) three-phase input current (b) dc-link voltage

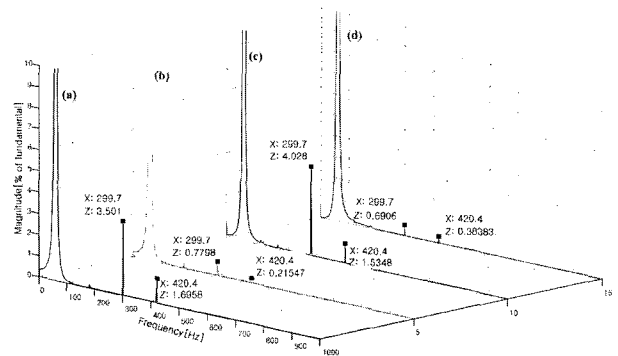


그림 16 각 전류제어기법에 대한 상전류의 고조파 스펙트럼 (a) 일반적인 전류 제어 (b) 고조파 전류 감쇄 제어 (c) 직류단 전압의 리플 감쇄 제어 (d) 고조파 전류와 직류단 전압리플의 감쇄 제어  
 Fig. 16 Harmonic spectrum of phase current for each control method (a) conventional current control (b) harmonic elimination control (c) dc-link voltage ripple elimination (d) elimination of input current harmonics and dc-link voltage ripples

그림 13(a)는 고조파 전류를 포함하고 있으며 그림 13(b)는 직류단 전압이 리플없이 일정함을 보인다.

다음으로 고조파 전류제어기와 역상분 전류제어기를 추가하였을 경우의 파형을 그림 14에 나타낸다. 그림

14(a)는 고조파 전류를 포함하지 않고 있으며 또한 그림 14(b)는 직류단 전압 리플이 거의 제거됨을 보인다.

불평형에 의한 직류단 전압의 리플이 직류단에 연결된 부하나 인버터의 제어에 크게 영향을 미치지 않는



표 1 5차, 7차 고조파와 전고조파왜율(THD)  
Table 1 5th and 7th harmonic components and THD of each phase current

	5차 고조파(%)			7차 고조파(%)			THD(%)		
	a상	b상	c상	a상	b상	c상	a상	b상	c상
전원전압	2.88	2.82	3.18	0.41	0.42	0.48	2.94	2.89	3.23
그림 12(a)	2.60	3.90	3.50	1.77	2.27	1.69	3.66	4.77	4.04
그림 13(a)	1.31	1.12	0.78	0.27	0.38	0.21	2.28	1.94	1.57
그림 14(a)	2.79	4.83	4.02	1.27	1.35	1.53	3.14	5.19	4.37
그림 15(a)	0.72	0.94	0.69	0.29	0.49	0.38	1.05	1.66	1.37

다면 역상분 전류지령을 0으로 하여 입력전류의 불평형을 제거시키는 것이 좋다. 그림 15는 이와 같이 제어한 경우의 결과이다. 그림 15(a)는 입력전류가 평형을 이루는 것을 보이고 그림 15(b)는 이 경우 직류단 전압의 리플이 조금 커짐을 보인다.

그림 16은 각 제어법에 대한 상전류(c상)의 고조파 스펙트럼을 나타낸다. 고조파 결과를 보기 위해서 기본파의 10%만 표시하여 고조파 성분을 확대하였다. 표 1은 전원전압의 THD와 각 제어기법에 대한 3상 입력전류의 THD를 보인다. 그림 16과 표 1에서 고조파 전류제어기를 추가할 경우에 상전류의 THD가 저하됨을 알 수 있다.

### 5. 결 론

본 논문은 전원전압이 불평형 및 왜곡될 경우의 3상 PWM 컨버터의 전류 제어기법을 제안하고 그 특성을 고찰하였다. 컨버터의 제어기는 일반적으로 외부루프의 전압제어기와 내부루프의 전류제어기로 구성된다. 본 연구에서의 전류제어기는 네 개의 독립된 제어 루프로 구성되는데, 직류출력 전압을 제어하는 정상분 전류제어기, 입력전류의 평형 유지를 위한 역상분 전류제어기, 그리고 저차 고조파 전류를 제거하기 위한 5차, 7차 고조파 전류제어기가 그것이다. 고조파 전류제어기를 추가하면 컨버터의 입력전압에 전원전압과 같은 크기의 고조파 전압을 주입하게 되어 고조파 전류 제거가 가능하였다. 또 역상분 전류제어기를 도입하면 전원전압 불평형시에 나타나는 직류단 전압의 리플을 제거할 수도 있고 입력전류의 불평형을 제거할 수도 있다. 제안된 전류제어 기법에 의해 고조파 전류

와 직류단 전압의 리플 또는 전원전류의 불평형이 거의 제거됨을 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2005-7-067) 주관으로 수행된 과제임.

### 참 고 문 헌

- [1] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal boost type 3-phase rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 35, pp. 508 - 515, Nov. 1988.
- [2] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, issue 1, pp. 116-123, Jan. 1997.
- [3] P. Enjeti and S. A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions," in Proc. IEEE-PESC Conf., pp. 382 - 389, 1991.
- [4] H. S. Song and K. Nam, "Dual current controller PWM converter under unbalanced input voltage conditions," IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 46, no. 5, pp. 953-959, 1999.
- [5] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," IEEE Trans. on Power Elec., vol. 21, no. 3, pp. 836-841, 2006.
- [6] J. W. Choi and S. K. Sul, "New current control concept-minimum time current control in the three-phase PWM converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, issue 1, pp. 124-131, Jan. 1997.
- [7] 기초전력공학공동연구소 교육강좌 교재, 전동기 구동시스템의 설계 및 실습-제 10회 하계교육강좌, 2000.
- [8] 설승기, 전기기기제어론, 홍릉과학출판사, pp. 344-350, 2005.

### 저 자 소 개



#### 장정익(張正翼)

1979년 3월 18일생. 2004년 영남대 전기공학과 졸업(학사). 현재 영남대 대학원 전기공학과 석사과정.



**이동춘(李東椿)**

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임 연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ. 방문연구교수. 2004년 미국 Univ. of

Wisconsin 방문연구교수. 현재 영남대 전기공학과 교수. 당 학회 평의원.



**김흥근(金興根)**

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin~Madison 방문연구교수. 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수. 당 학회 부회장.