

전류오차벡터제어방식에 의한 새로운 형태의 전류제어 PWM 전압형 정류기

Novel Current Controlled PWM-VSC Converter Using Current Error Vector Control

朴 旻 鎬* · 崔 載 昊**
(Min-Ho Park · Jae-Ho Choi)

요 약

삼상 교류입력측으로부터 단위 역률에서 정현파 전류가 유입되도록 새로운 형태의 전류제어형 PWM 전압형 정류기를 제시하였다. 사용된 전류오차벡터 제어방식은 전류오차에 따라 입력전류의 고조파성분 억제기능과 빠른 전류응답특성 기능을 선택적으로 동작하도록 함으로써 정상상태 및 과도상태에서 최적으로 동작하게 된다. 직류전압제어를 목적으로 전압오차를 기준전류의 크기로 정하고, 역률제어가 가능하도록 전원전압으로부터 기준전류의 위상을 취하여 실제전류가 기준전류를 추종하도록 함으로써 역률 "1"로 동작하며, 필요에 따라 진상 및 지상 역률로 동작하게 된다.

Abstract- A novel current controlled PWM voltage source type converter and control strategy is proposed that is able to draw nearly sinusoidal current at unity power factor from three phase power lines. Current error vector control scheme is used which has two operating states : low harmonic current content state and quick current response state. The state is changed according to the current error to optimize the steady state and transient state performances. To regulate the dc output voltage, the magnitude of the reference current is determined by a controlled dc voltage error. The ac input power factor can be controlled with unity, and even leading or lagging by adjusting the relative position of the reference current with respect to the supply voltage.

1. 서 론

최적의 AC/DC 전력변환장치는 순수한 직류전

*正 會 員 : 서울대工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員 : 忠北大 工大 電氣工學科 助教授

接受日字: 1988年 12月 5日

1次修正: 1989年 3月 5日

압 (또는 전류) 출력과 단위역률에서 정현파 교류 입력전류를 실현할 수 있어야 한다. 회로가 간단하고 동작이 안정되어 종래에 보편적으로 사용되던 위상제어 정류기는 AC 전원 전류 고조파를 발생하고 역률을 저하시키는 것으로 잘 알려져있다. 따라서, 이에 관한 많은 연구가 선행되었는데 이를 분류하면 다음과 같다.

- 수동필터기법 : 1),2)
- 능동필터기법 : 3)
- 새로운 형태의 전력변환회로 : 5),6)

상기한 처음 두 방식은 종래의 위상제어정류기의 단점을 개선하고자 부기장치의 설계에 주된 관점이 있고, 마지막 방식은 새로운 형태의 AC/DC 전력변환회로를 설계하여 고조파를 억제하고 역률을 개선하도록 하였다. 최근 AC/DC 스텝-업(Step-up)에 의한 직류전압 전류기능을 가지는 전압정류기에 전류제어 PWM 기법을 적용하여 정류기의 입출력 특성을 개선하려는 연구가 시도되었다. 기존의 전류제어기법은 Hysteresis 방식과 Predictive 방식으로 대별되는데 전자는 응답특성이 좋고 구조가 간단한 반면에 스위칭주파수와 전류 맥동이 큰 단점이 있고, 후자는 맥동이 작고 정확한 제어가 가능하나 각종계산을 수행하므로 회로가 복잡하고 계산지연시간을 수반한다. 따라서, 빠른응답특성과 전류 고조파 억제라는 상반된 요구를 동시에 만족시키기는 어려움이 있었다^{7)~9)}

본 연구에는 전류오차 벡터제어방식에 의한 새로운 형태의 전류제어형 PWM 전압정류기를 제시하였다. 본 방식에서는 전류오차의 크기를 판별하여 과도상태 및 정상상태시 2개의 모드를 선택적으로 동작시킴으로써, 기존방식들만으로는 상반되었던 빠른 전류응답특성과 입력전류고조파성분의 억제기능을 동시에 만족시키도록 하였다. 직류전압제어를 목적으로 전압오차를 기준전류의 크기로 정하고, 역률제어가 가능하도록 선원전압의 위상으로 기준전류의 위상을 취하여 실제전류가 기준전류를 추종하도록 함으로써 최적의 AC/DC 전력변환특성을 실현하였다. 이에 제안된 기법의 기본원리를 기술하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 동 방식의 우수성을 입증하였다.

2. 전류제어 이론

2.1 기본원리

그림1은 PWM 전압형 정류기의 기본구성도이다.

전압, 전류방정식을 전압, 전류 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \vec{E}_o &= R_s \vec{i} + L_s d\vec{i}/dt + \vec{V}(k) \\ \text{단, } \vec{E}_o &= (2/3)(E_{oa} + aE_{ob} + a^2E_{oc}) \end{aligned} \quad (1)$$

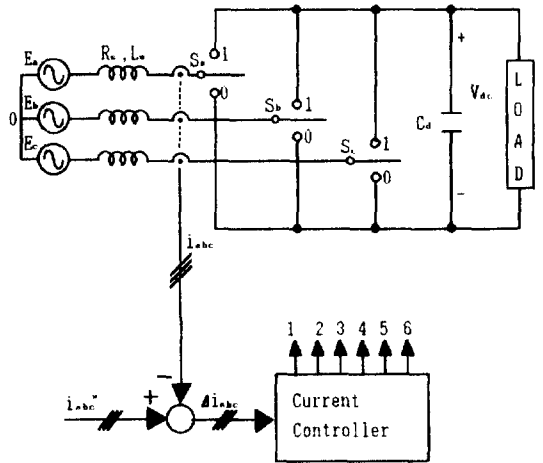


그림 1 PWM전압형정류기 전력회로
Fig. 1 PWM-VSC Converter power circuit.

$$\begin{aligned} \vec{i} &= (2/3)(i_a + ai_b + a^2i_c) \\ a &= \exp(-2\pi/3) \end{aligned}$$

식(1)에서 $\vec{V}(k)$ 는 정류기의 스위칭 전압벡터로서 표1과 같이 각 상의 스위치 S_a, S_b, S_c 의 ON-OFF상태에 따라 8가지 모드가 있고, 그림2의 공간적인 분포를 가진다. 여기서 '1'은 Positive-Leg 소자가 도통일 때이고, '0'은 Negative-Leg 소자가 도통일 때이다.

$$\vec{V}(k) = (2/3)(S_a + aS_b + a^2S_c) V_{ac} \quad (2)$$

표 1 스위칭 모드와 (S_a, S_b, S_c)
Table 1 Switching mode and (S_a, S_b, S_c)

$\vec{V}(k)$	k=0	1	2	3	4	5	6	7
(S_a, S_b, S_c)	000	100	110	010	011	001	101	111

전류제어를 위한 기준전류벡터를 \vec{i}^* 라 하면, 전류오차벡터 $\Delta\vec{i}$ 는,

$$\Delta\vec{i} = \vec{i}^* - \vec{i} \quad (3)$$

식(3)을 식(1)에 대입하면, $R_s \Delta\vec{i}$ 는 무시할 수 있는 양이므로,

$$\begin{aligned} d\Delta\vec{i}/dt &= (\vec{V}(k) - \vec{E}) / L_s \\ \text{단, } \vec{E} &= \vec{E}_o - R_s \vec{i}^* - L_s (d\vec{i}^*/dt) \end{aligned} \quad (4)$$

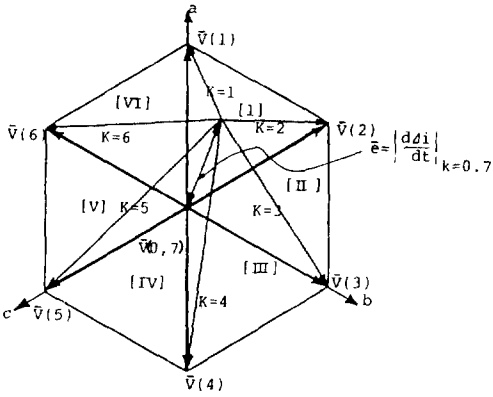


그림 2 정류기 입력전압벡터와 $(d\Delta\bar{i}/dt)_k$
Fig. 2 Converter input voltage vector and $(d\Delta\bar{i}/dt)_k$.

식(4)로부터 $d\Delta\bar{i}/dt$ 는 그림2에서와 같이 $\bar{V}(k)$ 는 8가지 벡터 중 선택된 어느 한가지 모드에 의하여 결정된다. 실제전류벡터 \bar{i} 가 기준전류벡터 \bar{i}^* 를 추종하도록 전류오차 $\Delta\bar{i}$ 를 줄이기 위해서는 $d\Delta\bar{i}/dt$ 의 방향이 $\Delta\bar{i}$ 와 반대방향이 되도록 하여야 한다. 그런데 정류기의 입력전압벡터는 공간상에서 임의로 자유롭게 선택되지 못하고 8가지로 제한되므로 $d\Delta\bar{i}/dt$ 는 전류제어기법에서 중요한 변수로 작용한다.

식(4)에서 전류오차벡터 $\Delta\bar{i}$ 를 줄이기 위해서는 $d\Delta\bar{i}/dt$ 의 방향이 $\Delta\bar{i}$ 와 반대방향이 되도록 전압벡터 $\bar{V}(k)$ 를 선택하는데 이러한 조건을 만족시키는 $\bar{V}(k)$ 는 여러개가 존재한다. 이들 중에서 과도상태에서와 같이 빠른 전류응답특성이 요구될 때에는 $d\Delta\bar{i}/dt$ 의 크기가 최대가 되도록 $\bar{V}(k)$ 를 선택하고, 정상상태에서와 같이 전류고조파성분의 억제에 주된 관심일 때에는 $d\Delta\bar{i}/dt$ 의 크기가 최소가 되도록 $\bar{V}(k)$ 를 선택한다. 따라서 전류오차의 크기계 의하여 합당한 전류제어모드를 선택함으로써 기준방식들에서 불가능하였던 상반된 요구를 동시에 만족시키도록 한다.

2.2 빠른 전류응답특성을 얻기 위한 스위칭모드

과도상태에서와 같이 $\Delta\bar{i}$ 의 크기가 큰 경우에 전류오차를 가능한한 빠르게 줄이기 위해서는 이 방법이 사용된다. 이를 위해서는 공간상 $\Delta\bar{i}$ 의 영역을 결정하고 $\Delta\bar{i}$ 와 가장 큰 반대 방향성분을 가지는 $d\Delta\bar{i}/dt$ 가 결정되도록 $\bar{V}(k)$ 를 선택한다. 예를 들어 그림3에서와 같이 $\Delta\bar{i}$ 가 영역(4)에 존재하고

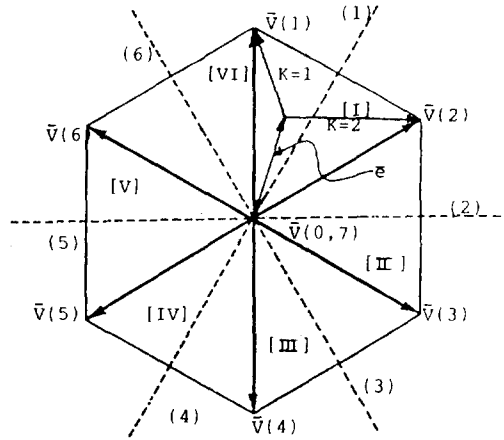


그림 3 빠른 전류응답을 위한 전압벡터의 선택
Fig. 3 Selection of voltage vector for fast current response.

\bar{E} 가 영역 [I]에 존재한다면 $\bar{V}(4)$ 가 선택되는데 이는 $|d\Delta\bar{i}/dt|_{k=4}$ 가 가장 큰 반대방향 성분을 가지기 때문이며 $\Delta\bar{i}$ 가 영역(4)를 벗어나지 않는 한 지속된다. 이 경우 \bar{E} 가 다른 영역에 위치하더라도 $|d\Delta\bar{i}/dt|_{k=4}$ 가 가장 큰 반대방향 성분이 되는데 이로써 어느 경우든 $\Delta\bar{i}$ 와 가장 근접한 전압벡터가 선택될 경우 가장 큰 반대방향 성분의 $|d\Delta\bar{i}/dt|_k$ 가 결정되는 것을 알 수 있다. 따라서 $\Delta\bar{i}$ 의 존재영역에 대한 정보만으로 빠른 전류응답특성을 얻기 위한 스위칭모드를 선택할 수 있다.

2.3 전류고조파성분을 줄이기 위한 스위칭모드

정상상태에서와 같이 전류오차벡터 $\Delta\bar{i}$ 의 크기가 작은 경우, 전류고조파성분을 줄이기 위하여 이 방법이 사용된다. 이를 위해서는 $\Delta\bar{i}$ 와 \bar{E} 의 존재영역에 대한 정보가 필요하다. 크기가 작은 $d\Delta\bar{i}/dt$ 가 결정되도록 스위칭 전압벡터는 \bar{E} 가 존재하는 영역으로 이루어진 삼각형의 세 정점으로 제한하고 이들 삼각형의 세정점에 해당하는 4개의 전압벡터 중에서 $d\Delta\bar{i}/dt$ 가 $\Delta\bar{i}$ 에 반대방향이 되도록 $\bar{V}(k)$ 를 선택한다.

예로써, 그림4에서와 같이 \bar{E} 가 영역 [I]에 존재한다면 영역 [I]의 세 정점에 해당하는 전압벡터 $\bar{V}(0)$, $\bar{V}(1)$, $\bar{V}(2)$ 및 $\bar{V}(7)$ 중에서 $\Delta\bar{i}$ 가 존재하는 영역에 따라 $\Delta\bar{i}$ 의 방향과 반대방향이 $d\Delta\bar{i}/dt$ 가 결정되도록 $\bar{V}(k)$ 를 선택한다. 즉 $\Delta\bar{i}$ 의 존재영역이 (1) 또는 (2)일때에는 $\bar{V}(0)$ 또는 $\bar{V}(7)$ 를 선택한

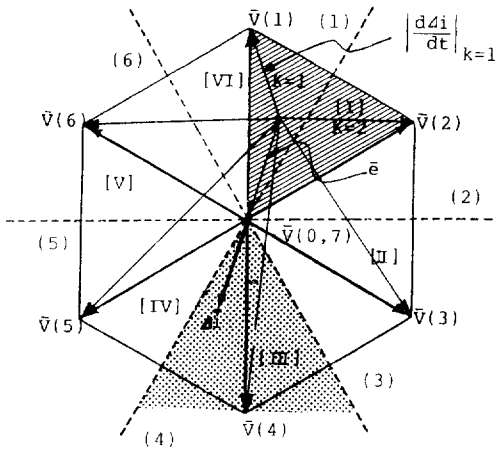


그림 4 전류고조파 억제를 위한 전압벡터의 선택
 Fig. 4 Selection of voltage vector for current harmonics suppression.

다. 따라서 \bar{E} 가 존재하는 다른 5가지 영역에 대하여도 같은 방법으로 $\Delta \bar{i}$ 의 존재영역에 따라 $\bar{V}(k)$ 를 결정하게 되며, $\bar{V}(0), \bar{V}(7)$ 의 선택의 구별은 현재의 모드에서 보다 작은 스위칭이 일어나는 쪽을 택한다.

3. 제어장치의 구성

3.1 전체 계통의 구성

그림5는 전류제어형 PWM전압형 정류기의 전체 계통 구성도이다. 직류출력전압의 제어를 위해 기준전압 V_{ac}^* 와 실측전압 V_{ac} 와의 차를 PI제어기를 거쳐 기준전류의 크기인 I_m 으로하고, 역률제어가 가능하도록 전원전압으로부터 각상전류의 위상을 취하여 Analog Multiplier에 의해 각 상의 기준전류를 얻는다. 따라서 각 상의 기준전류는 다음과 같이 전원전압과 동상 또는 필요에 따라 변위된 위상을 갖는다.

$$\begin{aligned}
 i_a^* &= I_m \sin(\omega t - \phi) \\
 i_b^* &= I_m \sin(\omega t - 2\pi/3 - \phi) \\
 i_c^* &= I_m \sin(\omega t + 2\pi/3 - \phi)
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

단, ϕ = 역률각

전류제어기에서 전류오차벡터를 제어하여 실제 전류가 기준전류를 추종하도록 함으로써 일정한 직류전압제어에 의하여 출력전압맥동을 억제하고

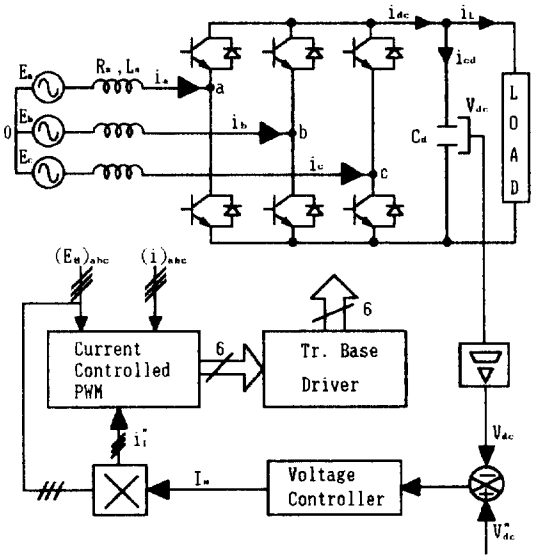


그림 5 전류제어형 PWM전압형정류기의 기본구성도
 Fig. 5 Block diagram of current controlled PWM-VSC converter.

전원전압과 동상인 정현파 교류입력전류를 실현한다.

3.2 전류제어장치의 구성

전류제어장치의 기본 구성도는 그림6과 같다. 기준전류 i_{abc}^* 와 실측전류 i_{abc} 로부터 전류오차 Δi_{abc} 를 구하고, 각 상전류오차의 극성과 크기를 비교하여 $\Delta \bar{i}$ 의 영역을 판별한다. 또한 3상 전원전압 $(E_o)_{abc}$ 와 기준전류 i_{abc}^* 로부터 식 (4)에 의

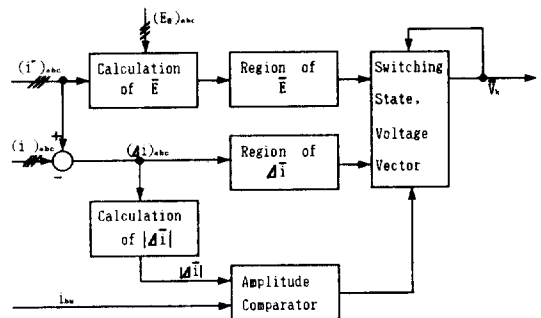


그림 6 전류제어장치
 Fig. 6 Current control scheme.

하여 E_{abc} 를 계산하고, 이로부터 \bar{E} 의 영역을 판별한다. 전류오차의 기준치와 전류오차벡터 $\Delta \bar{i}$ 의 크기를 비교하여 빠른 응답특성의 스위칭모드와 전류고조파억제의 스위칭모드중 적합한 스위칭모드를 결정한다. 전류오차의 기준치는 2개의 제한값을 갖는데 스위칭소자의 주파수특성에 의하여 하한치를 정하고, 일정 비율의 허용오차를 설정하여 2개의 스위칭 모드가 목적에 부합 하게 선택되도록 한다.

4. 계통의 모델링 및 시뮬레이션

PWM-전압형 정류기의 입·출력 전압과 전류의 관계는 식 (6), (7)로 주어지고,

$$V_{dq} = (S_{dq}^k) V_{dc} \tag{6}$$

$$I_{dc} = (S_{dq}^k)^t I_{dq} \tag{7}$$

단, (S_{dq}^k) : 스위칭 행렬 S_{dq} 의 k번째 열
 S_{dq} : 스위칭 행렬 (표 2참조)

또한 R,L 및 EMF 부하시의 전체계통은 식(8)과 같은 미분방정식으로 주어진다. 전류제어에 의한 정류기 전압벡터가 결정되어 8개중 어느 스위칭 모드가 지정되면 이에 따른 스위칭 행렬의 S_d , S_q 를 표2에 의하여 취하고, 미분방정식을 수치적인 해석방법을 이용하여 해를 구함으로써 I_{dq} 및 V_{dc} 등을 계산하게 된다⁹⁾.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & 0 & -S_q/L_s \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & -S_d/L_s \\ 0 & 0 & -R_s/L_L & 1/L_L \\ -S_q/C_d & -S_d/C_d & -1/C_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_q/L_s \\ E_d/L_s \\ -E/L_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

표 2 스위칭모드와 (S_q, S_d)
 Table 2 Switching mode and (S_q, S_d)

k	0	1	2	3	4	5	6	7
S_q	0	$\sqrt{2}/3$	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{2}/3$	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{6}$	0
S_d	0	0	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0

4.1 교류입력전류 및 직류출력전압

그림7.a는 초기직류전압 250[V], 기준전압

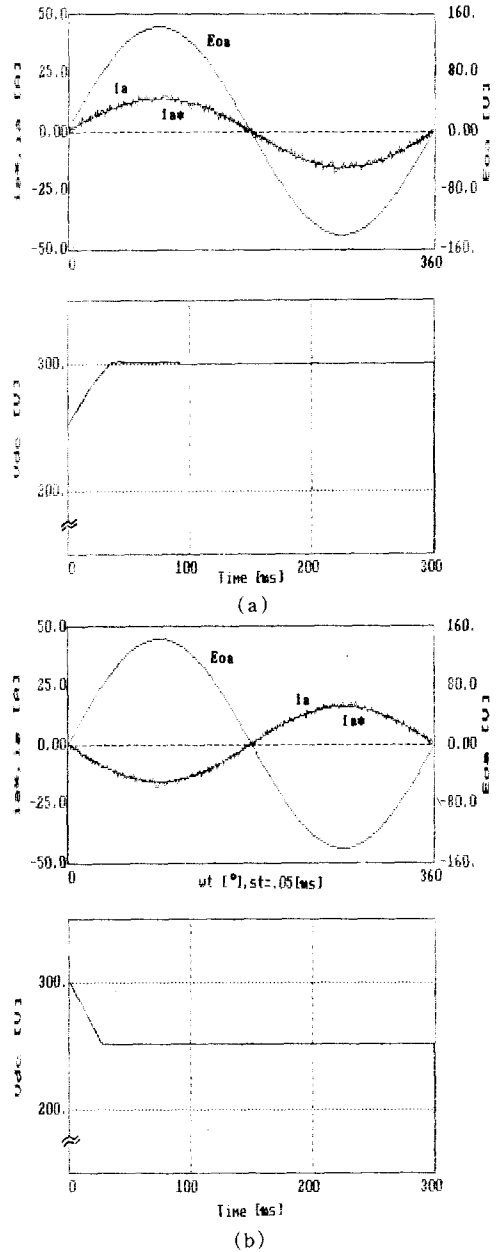
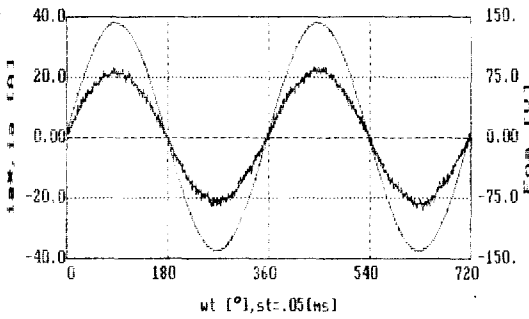
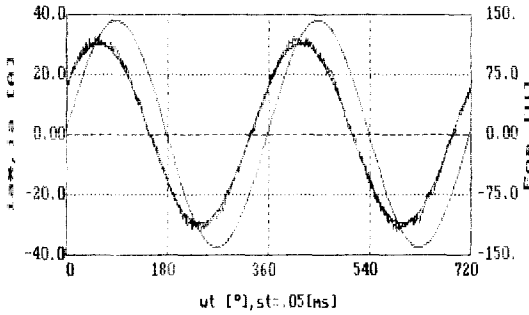


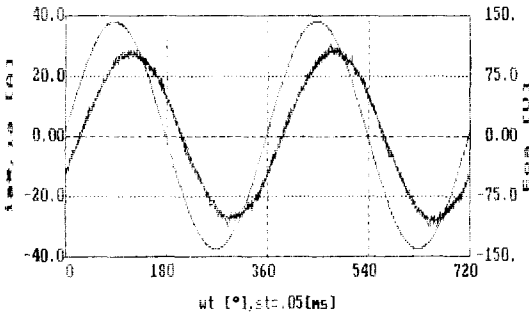
그림 7 입력전류파형 및 출력전압파형
 (a)정류기 동작 (b)인버터 동작
 Fig. 7 Input current and output voltage waveform.
 (a)Rectifier operation (b) Inverter operation.



(a)



(b)



(c)

그림 8 역률제어특성 : 시뮬레이션 결과
 (a)동상 (b)진상(30°) (c)지상(30°)
Fig. 8 Power factor control characteristics :
 Simulation results.
 (a)unity (b)leading(30°) (c)lagging
 (30°)

300[V]의 정류기 동작, 그림 7. b는 초기직류전압 300[V], 기준전압 250[V]의 인버터동작시의 교류 입력전류 및 직류출력전압 파형을 보여준다. 기준 전압의 정보에 따라 실제 전압이 증·감하는 동안 실제전류가 기준전류를 잘 추종하여 제어되어 동상 및 정현파 입력전류를 실현하고, 평활한 출력

직류전압을 실현하고 있다. 또한 전원전압과의 위상을 변위하여 기준전류를 동상, 진상 및 지상으로 동작시의 전원전압, 전류파형을 그림8에 나타냈으며, 위상각 변위시 무효전력의 증대로 실제전류의 크기는 증가하나 교류입력전류는 정현파특성을 잘 만족한다. 따라서 본장치에 의한 무효전력 보상기능이 가능함을 알 수 있다. 시뮬레이션에서 사용한 입·출력 필터의 값은 $L_s=3[mH]$, $C_d=2,200[\mu F]$ 이다.

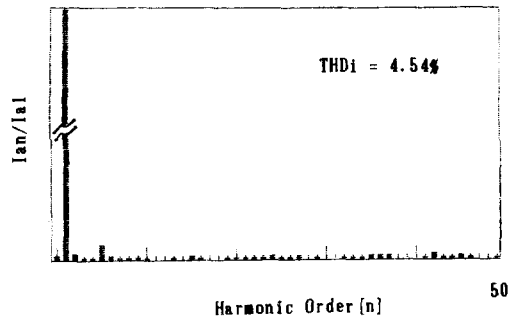
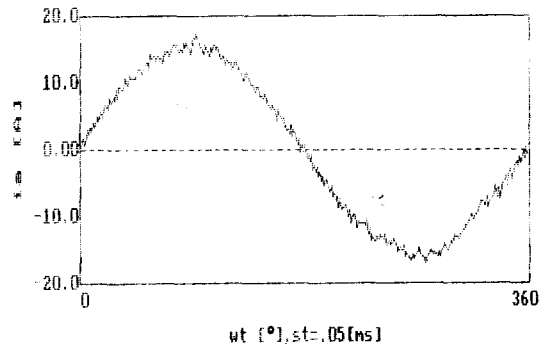
4.2 입·출력 고조파 해석

직류 출력전압의 제어시 정상상태에서 입력전류 및 출력전압의 고조파 해석을 위하여 전류 및 전압파형을 Fourier급수로 전개하고, 입력전류를 평가하기 위하여 THD_i(Total harmonic Distortion Factor)를 출력전압의 맥동성분을 평가하기 위하여 RF_v(Ripple Factor)를 다음과 같이 정의하였다.

$$THD_i = (\sum_{n=1}^n I_n^2 - I_1^2)^{1/2} / I_1 \tag{9}$$

$$RF_v = (\sum_{n=1}^n V_{dcn}^2)^{1/2} / V_{dco} \tag{10}$$

단, $n=1, 2, 3, \dots, 50$



(a)

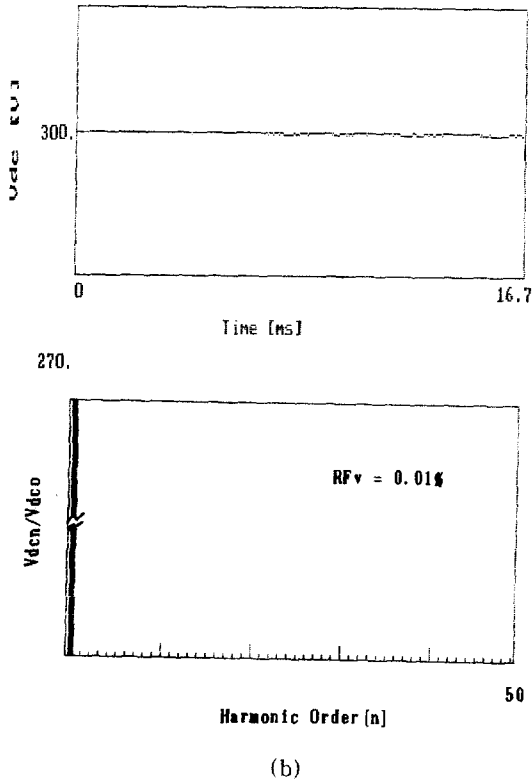


그림 9 고조파 특성 (a) 입력전류 (b) 출력전압
 Fig. 9 Harmonic characteristics.
 (a) Input current (b) Output voltage

그림 9.a 및 9.b는 정상상태시 한 주기전류 및 전압파형과 고조파 해석 결과를 보여준다. $THD_i = 4.54\%$, $RF_v = 0.01\%$ 로 매우 우수한 고조파 억제 기능을 수행하고 있음을 알 수 있다.

5. 실험결과

전원전압 45[V], 초기 전압 25[V], 기준전압 120[V]시의 직류 출력전압 특성과 정상상태시 교결과에서와 같이 출력전압 및 입력전류가 잘 제어되고 있음을 알 수 있다. 전압저령치 인가시 출력전압은 약 33[ms]의 응답시간을 가지고 제어되고 있으며, 스위칭 주파수는 2.5[KHz]이었다. 본 연구에서 제시한 전류오차벡터 제어방식의 정상상태 특성을 비교 검토하기 위하여 Hysteresis방식에 의한 PWM-전압형 정류기의 특성을 그림 10. b에 나타내었다. 그림 10. b를 비교할 때 같은 스위칭주파수 조건에서 전류오차 제어방식이 Hysteresis방

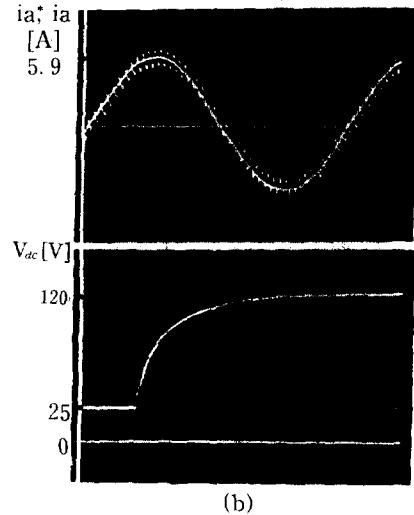
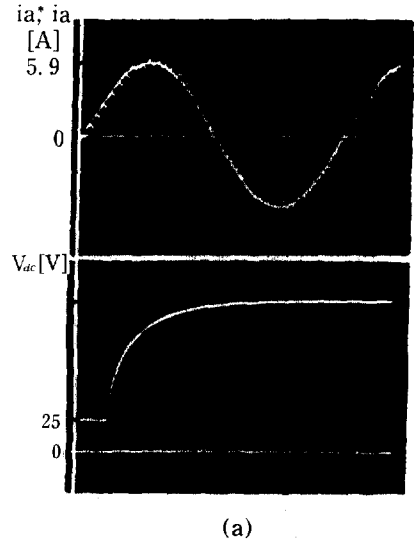


그림 10 입력전류 및 출력전압 파형 : 실험결과
 (a) 제안된 기법 (b) Hysteresis 기법
 Fig. 10 Input current and output voltage waveform : experimental results.
 (a) Proposed scheme (b) Hysteresis scheme

식보다 입력 고조파 성분이 현저하게 감소하였음을 알 수 있다. 또한 그림 11은 동상, 진상 및 지상으로 동작시의 전원전압, 전류파형을 보여주며, 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 본 실험에서 사용한 입·출력 필터의 값은 $L_s = 3[mH]$, $C_a = 2,200[\mu F]$ 이다.

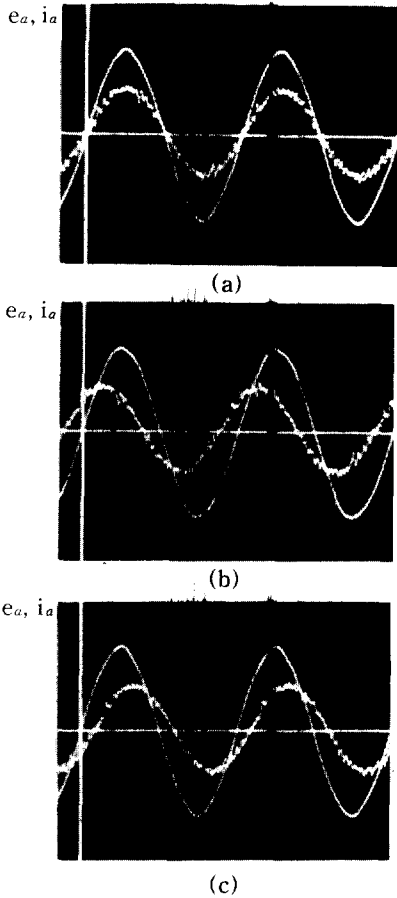


그림 11 역률제어특성 : 실험결과
(a)동상 (b)진상(30°) (c)지상(30°)

Fig. 11 Power factor control characteristics : experimental results.
(a)unity (b)leading(30°) (c)lagging(30°)

6. 결 론

본 연구에서는 새로운 형태의 PWM-전압형 정류기의 제어기법을 제시하였다. 전류오차 벡터제어방식에 의하여 정상상태와 과도상태에서 모드를 선택함으로써 고주파억제 기능 및 빠른전류 응답 특성의 상반된 요구조건을 만족시킬 수 있었다. 이에 정현파 교류입력전류와 순수한 직류출력 전압특성을 만족하며, 교류입력전압위상을 기준전류의 위상으로 취함으로써 역률 '1'을 실현할 수 있

었고 필요에 따라 위상변위에 의해 진상 및 지상 역률제어가 가능하여 무효전력보상기로의 기능을 동작치가 수행할 수 있도록 하였다. 또한 전반적인 제어회로를 아날로그로 실현하여 간편하게 제작할 수 있는 관계로 산업현장에서의 광범위한 응용이 기대된다.

참 고 문 헌

- 1) D.E. Steeper and R.P. Straford, "Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems thyristor converters," IEEE Trans. Ind.Appl.,vol. IA-12, no.3, 1976.
- 2) E.B. Shahrodi and S.B.Dewan, "Steady state characteristics of the six pulse bridge rectifier with input filter," in Conf. Rec.IEEE IAS Annu. Meet., pp. 840-845, 1984.
- 3) H. Kawahira et al, "Active power filter," in Conf. Rec. IPEC'83, pp. 981-992, 1983.
- 4) D.M. Divan and T.H. Barton, "Consideration on the application of improved power factor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, no. 6, pp. 1076-1084, 1983.
- 5) G. Oliver, V.R. Stefanovic and G.E. Aprill, "Microprocessor controller for a thyristor converter with an improved power factor," IEEE Trans. Ind. Elec. Cont. Ints., vol. IECI-28, no. 3, pp. 188-194, 1981.
- 6) Jamas W.A.Wilson, "The forced-commutated inverter as a regenerative rectifier,"IEEE Trans. Ind.Appl., vol. IA-14, no. 4, pp. 335-340, 1978.
- 7) D.M. Brod and D.W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverter," in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet., pp. 418-425, 1984.
- 8) A Nabae, S.Ogasawara and H.Akagi, "A novel control scheme of current controlled PWM-inverters", in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet., pp. 473-478, 1985.
- 9) J.H. Choi, J.K. Ji and M.H. Park, "A novel voltage-regurated current controlled PWM-VSC converter with unity power factor", in Conf. Rec. IEEE IECON '88, pp. 587-592, 1988.