

論文97-34S-2-11

# 공간 벡터 PWM 법을 적용한 3상 Boost 컨버터의 역률개선

## (Power Factor correction of the three phase Boost converter using space vector PWM strategy)

白種顯\*, 洪性泰\*\*, 裴相俊\*\*\*, 裴英鎬\*\*\*, 權純杰\*\*\*\*

(Jong Hyun Baek, Sung Tae Hong, Sang June Bae, Young Ho Bae, and Soon Kurl Kwon)

### 요 약

본 논문에서는 역률이 1이 되고 입력 선전류 파형이 거의 정현적으로 되는 3상 AC-DC Boost 컨버터를 제안하고 있다. 이 컨버터의 전류 제어는 고정된 스위칭 주파수로 동작되는 공간 벡터 PWM 법을 적용하고 있으며 선전류는 한 샘플링 시간 구간내에서 기준 전류를 추종하게 된다. 이 제어 기법을 사용하므로써 작은 DC 링크 캐패시터를 적용함에도 불구하고 출력 전류와 전압의 리플이 적으며 동적 응답 특성도 매우 양호하게 나타난다.

### Abstract

In this paper, three-phase PWM AC to DC Boost converter that operates with unity power factor and sinusoidal input line currents is presented. The current control of this converter is based on the space vector PWM strategy with fixed switching frequency and the line currents track to reference currents within one sampling time interval. By using this control strategy low ripples in the output current and the voltage as well as fast dynamic response are achieved with small dc link capacitance employed.

### I. 서 론

3상 AC-DC 컨버터는 최근에 직류전원을 필요로 하는 산업 현장에서 광범위하게 사용되고 있는 전력 변환 장치 중의 하나이다. 그런데 지금까지는 3상 AC-DC 전력 변환 장치로서 주로 3상 교류전원을 다이오

드로 정류하여 사용하거나, 직류전원측에 가변전압이 요구되는 통신용 전원장치나, 직류 전동기 제어, 교류 전동기 구동용 인버터, 유도 가열 장치 등에는 다이리 스테를 이용하여 위상각을 제어하는 기법이 널리 사용되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 이러한 컨버터는 AC측 입력 역률이 낮고, 출력 전압의 리플을 줄이기 위해 필터 콘덴서를 사용해야 하는데 이 필터 콘덴서는 AC 입력 전압이 DC 출력 전압보다 낮은 구간에서 전력을 공급해야 하므로 용량이 커야 한다. 또한 필터 콘덴서에 의해 입력 선전류의 파형은 매우 높은 피크 전류를 갖는, 폭이 좁은 비정현파로 되므로 고조파 성분이 많이 포함되게 되어서 전원 전압의 파형을 왜곡시키는 한 원인이 될 뿐만 아니라 전력손실을 증가시키고, 통신장애 등의 원인이 되고 있다<sup>[3]</sup>.

고조파를 저감시키는 방법으로서 다중화, 다펄스화가 일부 이용되고 있지만 장치의 대형화와 높은 가격 등

\* 正會員, 永進專門大學 情報通信科  
(Yeungjin Junior College)

\*\* 正會員, 永進專門大學 電子工學科  
(Yeungjin Junior College)

\*\*\* 正會員, 慶一大學校 電氣工學科  
(Kyungil Univ.)

\*\*\*\* 正會員, 慶南大學校 電氣工學科  
(Kyungnam Univ.)

接受日字: 1996年8月1日, 수정완료일: 1997年1月14日

의 제약이 있을 뿐만 아니라 역률 개선에는 기여하지 못했다. 따라서 용량의 대소에 관계없이 저가로 이런 문제점을 해결하는 컨버터가 요구되고 있다.

최근에 새로운 전력용 반도체 소자(MOSFET, GTO, IGBT 등)들이 개발됨에 따라서 컨버터 등과 같은 전력 변환 장치가 급격한 성장을 하고 있는데, 이들 새로운 전력용 반도체 소자는 자기 소호 능력을 가질 뿐만 아니라, 수 KHz부터 수 백 KHz 이상의 고주파수 대에서 동작할 수 있는 고속 제어 성능을 갖고 있으므로 고주파로 동작하는 전원 시스템 응용 분야에 잘 적용할 수 있게 되었다. 따라서 이들 새로운 전력 반도체 소자를 사용함으로써 고속 스위칭 모드로 동작하는 3상 AC-DC 컨버터의 구성이 가능하게 되었으며, 고주파 스위칭과 고속 순시 제어에 의해 정밀하게 전압 및 전류의 파형을 제어할 수 있는 PWM 제어기의 구성이 가능하게 되었다.

전류순시치 제어 PWM방식으로서 현재 많이 사용하고 있는 히스테리시스 전류제어방식은 히스테리시스 대역폭내에서 기준 전류를 중심으로 하는 상한 값과 하한 값을 정하여 입력 전류가 상한 값보다 커지면 전류가 줄어드는 방향으로 제어하고, 하한 값보다 감소하면 상승하는 방향으로 제어하여 일정한 오차 범위내로 유지되도록 스위칭 소자를 ON-OFF 제어하는 방식으로 제어방식이 간단하고, 빠른 응답특성을 나타내며, 최대 전류제한 능력을 갖고 있어 히스테리시스 전류제어를 사용하는 PWM 3상 AC-DC 컨버터는 앞에서 제시한 단점들을 극복할 수 있지만, 부하변동 및 AC입력 전압이 매 반주기동안 변함에 따라서 평균 스위칭 주파수가 변화하고, 특히 부하가 큰 경우에는 스위칭 주파수가 상당히 증가하여 소자에 많은 스트레스를 주게 되고 스위칭 손실이 커진다는 문제점이 있다<sup>[4-7]</sup>.

따라서 본 연구에서는 공간 벡터 PWM 법을 3상 PWM AC-DC Boost 컨버터에 적용하여 이러한 문제점을 해결하고, 또한 출력단의 콘덴서의 용량을 줄여 주고, 입력 선전류의 파형을 거의 정현파가 되도록 함으로써 파형과 역률을 개선하고자 한다.

### II. 3상 PWM AC-DC Boost 컨버터의 동작원리

그림 1은 3상 PWM AC-DC Boost 컨버터의 주회로를 나타낸다. 이 컨버터의 주 회로구성은 3상 승압인

덕터(L)와 3상 전압원 컨버터로 구성된다. 이 때 주회로에 대한 동작을 한상분에 대하여 나타내면 2가지 Mode로 나타낼 수 있다. 즉, 3상 AC-DC 컨버터부 스위치 S<sub>1</sub>이 off 이고, S<sub>1'</sub>가 on 되었을 때 입력전원은 단락 Mode가 되어 인덕터 전류는 상승하여 에너지는 승압인덕터(L)에 축적되는 Mode 와 3상 AC-DC 컨버터부 스위치 S<sub>1</sub>이 on 이고, S<sub>1'</sub>가 off 되었을 때 승압인덕터(L)에 축적된 에너지는 입력전원에너지와 함께 스위치 S<sub>1</sub>의 병렬 다이오드를 통하여 출력콘덴서(C)에 인가되는 Mode로 나타낼 수 있다.

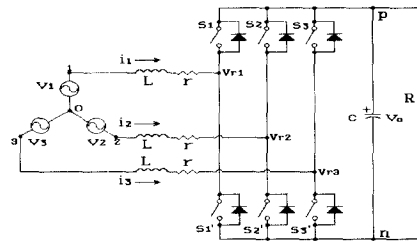


그림 1. 3상 PWM AC-DC 컨버터의 주회로  
Fig. 1. Main circuit of the PWM AC to DC converter.

이때 이 3상 AC-DC Boost 컨버터의 동작은 스위칭 요소인 스위치 S<sub>k</sub>(and S<sub>k'</sub>)의 상태에 따라서 그 동작이 결정되는데, 그들의 스위칭 함수는 식 (1)로 표현된다.

$$S_k \text{ (and } S_{k'}) = \begin{cases} 1; & \text{Turn-on 상태} \\ 0; & \text{Turn-off 상태} \end{cases} \quad (1)$$

여기서 k=1, 2, 3 이고, 각 상의 스위치 S<sub>k</sub> 와 S<sub>k'</sub>는 동시에 'on' 상태로 될 수는 없다. 즉, S<sub>k</sub> + S<sub>k'</sub> = 1 이다.

이 Boost 컨버터의 상태방정식은 식 (1)의 스위칭 함수를 사용해서 나타내면 식 (2)와 같이 된다.

$$\begin{cases} \frac{di_k}{dt} = \frac{v_k}{L} - \frac{r}{L} i_k - \frac{1}{L} (v_o \cdot S_k + v_{no}) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{c} \sum_{k=1}^3 S_k \cdot i_k - \frac{v_o}{cR} \end{cases} \quad (2)$$

그리고, 그림 1의 3상 PWM AC-DC Boost 컨버터의 입력전원이 평형 3상 이고, 중성선이 없는 Y 결선 이므로 식 (3)이 성립한다.

$$\sum_{k=1}^3 v_k = 0, \quad \sum_{k=1}^3 i_k = 0 \quad (3)$$

식 (2)와 (3)을 이용해서 입력전원 중성점  $o$  와 부하단의  $n$ 점 사이의 전위  $v_{no}$  를 구하면 식 (4)와 같이 된다.

$$v_{no} = -\frac{V_o}{3} \sum_{k=1}^3 S_k \quad (4)$$

식 (4)를 사용해서 식 (2)의 상태방정식을 정리하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \frac{di_k}{dt} = \frac{v_k}{L} - \frac{r}{L} i_k - \frac{V_o}{L} (S_k - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 S_k) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{k=1}^3 S_k \cdot i_k - \frac{V_o}{cR} \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)에 의하면 상태변수  $i_k$  와  $v_o$  는 스위칭 함수  $S_k$  에 의해 제어될 수 있다는 것을 알 수 있고, 이 스위칭 함수  $S_k$ 의 계산에 공간 벡터 이론을 적용하면 계산은 좀더 용이해진다.

### III. 공간 벡터 기법에 의한 전류제어

#### 1. 공간 벡터의 기본원리

공간 벡터는 3상 계통의 위상과 크기를 동시에 나타내는 효과적이고 편리한 방법 중의 하나로서, 이는 복소수 계산시의 phasor와는 다르게 단지 하나의 회전하는 벡터로서 3상 전압이나 전류를 표현할 수 있다.

회전하는 벡터  $V$ 가 그림 2와 같이 수평축과  $\theta$ 의 각을 이루는 위치에 있다면, 그 순간 3상전압의 각 값은 서로  $120^\circ$  씩 위상차를 갖는 3개의 축  $a, b, c$ 에 대한  $V$ 의 사영인  $v_a, v_b, v_c$ 로 된다.

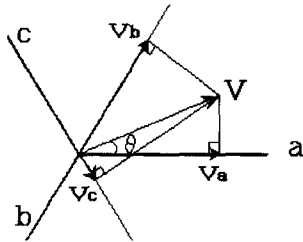


그림 2. 공간 벡터와 3상 전압  
Fig. 2. Space vector and three-phase voltage.

그리고, 이 3상 전압  $v_a, v_b, v_c$  를 공간 벡터 전압  $V$ 로 나타내면 식 (6)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} V &= \frac{2}{3} (v_a + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3}) \\ &= V_d + j V_q \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $2/3$  는 scale factor 이다.

#### 2. 공간 벡터 기법을 적용한 스위칭 시간 결정

그림 1의 컨버터 계통에 공간 벡터 기법을 적용한 컨버터 스위칭 시간 결정은 다음과 같은 3단계의 절차에 따라서 산출된다.

- (1) 요구되는 컨버터 입력단 전압을 공간 벡터 전압으로 표현
- (2) 스위칭 상태에 따른 컨버터 입력단 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 표현
- (3) 컨버터의 스위칭 시간 결정

- 1) 요구되는 컨버터 입력단 전압을 공간 벡터 전압으로 표현  
이 컨버터의 입력 역률이 1이 되도록 제어하기 위해서는 입력 선전류가 식 (7)로 나타내지는 입력 전압의 위상과 동일한 위상인 식 (8)로 되어야 한다.

$$v_k = V_{sm} \sin(\omega t - \frac{2(k-1)}{3} \pi) \quad (7)$$

$$i_{rk} = I_{rm} \sin(\omega t - \frac{2(k-1)}{3} \pi) \quad (8)$$

식 (8)의 전류  $i_{rk}$  는 기준 전류로서 그 크기  $I_{rm}$ 을 평가하여야 하는데, 이는 식 (10)과 같이 입력 전력과 출력 전력의 관계에 의해 결정되는 전류  $I_o$ 에 출력 전압  $V_o$  와 기준 전압  $V_{or}$ 의 오차에 의한 PI 제어기의 출력 값  $I_{pi}$  를 더한 값으로 결정된다. 이렇게 함으로써 정상 상태 동작시 출력 전압의 리플을 줄여줄 수 있다.

$$I_{rm} = I_o + I_{pi} \quad (9)$$

$I_o$ 는 회로의 손실을 무시하면 입력과 출력이 같다고 볼 수 있으므로 식 (10)에 의해 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} 3 \cdot \frac{V_{sm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{2}} &= \frac{V_o^2}{R} \\ \therefore I_o &= \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o^2}{R} \cdot \frac{1}{V_{sm}} \end{aligned} \quad (10)$$

그리고 입력 선전류  $i_k$ 가 기준 전류  $i_{rk}$  를 한 sampling 주기  $T_s$  이내에 추종하기 위해서는 식 (11)을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} i_k + T_s \frac{di_k}{dt} &= i_{rk} \\ \text{즉, } L \frac{di_k}{dt} &= \frac{L}{T_s} (i_{rk} - i_k) \end{aligned} \quad (11)$$

이 계통이 요구되는 동작을 수행하기 위해 필요한 콘버터 입력단의 전압  $v_{rk}$ 는 그림 1의 등가회로로 나타내면 그림 3과 같고, 이 등가회로로부터 식 (12)가 산출된다.

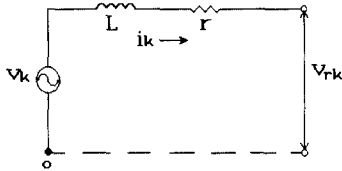


그림 3. 콘버터 입력단 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuit for input of converter.

$$v_{rk} = v_k - L \frac{di_k}{dt} - ri_k \quad (12)$$

위의 식 (11)을 식 (12)에 대입해서 정리하면 콘버터 입력단의 전압  $v_{rk}$ 는 식 (13)으로 된다.

$$v_{rk} = v_k - (r - \frac{L}{T_s})i_k - \frac{L}{T_s} \dot{i}_k \quad (13)$$

따라서, 콘버터 입력단 3상전압에 대한 식 (13)을 공간 벡터 전압으로 나타내면 공간 벡터 정의에 의한 식(6)으로부터 식 (14)를 얻을 수 있다.

$$V = \frac{2}{3}(v_{r1} + v_{r2}e^{-j2\pi/3} + v_{r3}e^{j2\pi/3}) = V_d + jV_q = |V| \angle \theta \quad (14)$$

여기서,  $V_d = v_1 - (r - \frac{L}{T_s})i_1 - \frac{L}{T_s} \dot{i}_1$

$$V_q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ (v_3 - v_2) - (r - \frac{L}{T_s})(i_3 - i_2) - \frac{L}{T_s} (i_{r3} - i_{r2}) \right\}$$

$$|V| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}, \quad \theta = \tan^{-1}(\frac{V_q}{V_d})$$

2) 스위칭 상태에 의한 콘버터 입력단 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 표현  
스위칭 상태에 따라 콘버터 입력단에 나타날 수 있는 전압의 상태를 공간 벡터 전압으로 나타내기 위한 등가회로를 나타내면 그림 4와 같다.

이 회로에서 각상의 스위치 상태를 식 (1)과 같은 스위칭 함수로 나타내면, 이들 스위치의 상태 조합으로 각

상에 나타날 수 있는 전압의 상태  $U(S_1, S_2, S_3)$ 는 표 1과 같은 8가지가 된다.

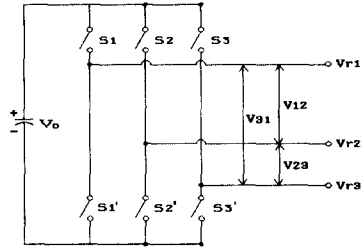


그림 4. 스위칭 상태에 따른 등가회로  
Fig. 4. Equivalent circuit with switching state.

표 1. 각상의 스위칭 상태  
Table 1. Switching state of each phase.

	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

이들 각각에 대한 8가지 스위칭 상태  $U(S_1, S_2, S_3)$ 를 공간 벡터 전압  $V$ 로 나타내면 그림 5와 같고 식 (15)로 표현된다.

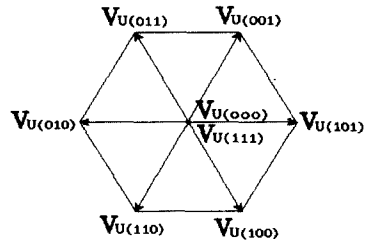


그림 5. 스위칭 상태에 따른 공간벡터 전압  
Fig. 5. Space vector voltage with switching state.

$$V_m = \begin{cases} \frac{2}{3} v_0 e^{j(m-1)\pi/3} & ; m=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & ; m=0, 7 \end{cases} \quad (15)$$

3) 콘버터의 스위칭 시간 결정  
따라서 식 (14)의 공간 벡터 전압  $V$ 는 식 (15)로 표

현되는 벡터들 중에서 그림 6에 나타낸 바와 같이 V에 인접한 2 개의 벡터  $V_m$ , 와  $V_{m+1}$ 에 의해 합성될 수 있는데, 이들 벡터 사이의 관계는 식 (16)으로 나타내진다.

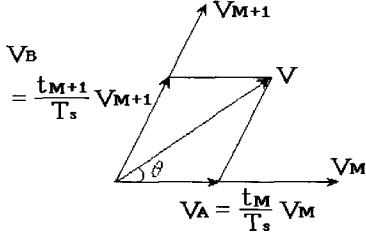


그림 6. 공간 vector 전압의 조합  
Fig. 6. synthesis of space vector.

$$V = V_A + V_B$$

$$= \frac{t_m}{T_s} V_m + \frac{t_{m+1}}{T_s} V_{m+1} + \frac{t_0}{T_s} V_0 \quad (16)$$

여기서,  $t_0$  : 영 상태로 지내는 시간  
 $t_m$  : m 상태를 지속하는 시간,  
 $t_{m+1}$  : m+1 상태를 지속하는 시간  
 $T_s = t_0 + t_m + t_{m+1}$

그리고  $V_A$ ,  $V_B$ 의 크기는 그림 6으로부터 식 (17)과 같이 계산된다.

$$V_A = V \cos \theta - 0.5 V_B \quad (17)$$

$$V_B = \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin \theta$$

식 (16)과 (17)에 의해 m 상태를 지속하는 시간  $t_m$ 과 m+1 상태를 지속하는 시간  $t_{m+1}$ 를 결정하면 식 (18)과 같다.

$$t_m = \frac{T_s}{V_m} (V \cos \theta - 0.5 \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin \theta)$$

$$= \sqrt{3} \frac{V}{V_0} \sin(60^\circ - \theta) T_s$$

$$t_{m+1} = \frac{T_s}{V_{m+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} V \sin \theta \quad (18)$$

$$= \sqrt{3} \frac{V}{V_0} \sin \theta T_s$$

$$t_0 = T_s - t_m - t_{m+1}$$

영 벡터 상태로 지내는 시간  $t_0$ 는 입력 선전류의 리플을 최소화하기 위해 주기  $T_s$ 의 시작과 끝 부분에 1/2

씩 동일하게 분포된다. 그러나 과도 상태시에는  $t_m$ ,  $t_{m+1}$ 이 sampling 시간보다 큰 경우가 나타나게 되므로 영 벡터로 보내는 시간은 없으며, 그때에는 공간 벡터와 위상이 일치하는 방향으로 되도록 하는  $V_A$ ,  $V_B$ 를 선택하여야 한다. 따라서 이 경우의  $t_m$ ,  $t_{m+1}$ 은 식 (19)에 의해 scale 된다.

$$t'_m = T_s \times \frac{t_m}{t_m + t_{m+1}} \quad (19)$$

$$t'_{m+1} = T_s \times \frac{t_{m+1}}{t_m + t_{m+1}}$$

이상과 같은 제어 과정을 그림 7에 나타내고 있는데, 이 제어과정은 컨버터 출력단 전압  $V_0$ 와 기준전압  $V_r$ 의 차에 의한 PI 제어기의 출력전류  $I_{pi}$  값과 컨버터 출력단 전류  $I_0$ 의 합에 의해 식 (9)의 기준전류( $I_{rk}$ )의 최대치  $I_{rm}$ 을 얻을 수 있고 이 기준 전류에 의해 식 (13)의 컨버터 입력단 전압  $V_{rk}$ 가 결정되면 공간 벡터 기법에 의해 컨버터의 스위칭 시간을 결정해 주는 과정을 나타낸다.

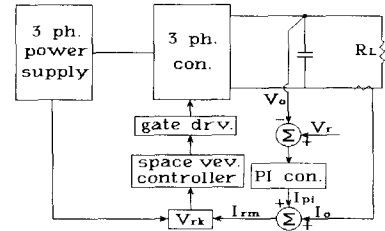


그림 7. 제어 계통도  
Fig. 7. Block diagram of the control system.

#### IV. 시뮬레이션 결과

그림 7의 제어계통으로 제어되는 3상 컨버터의 동작 특성을 시뮬레이션하는데 있어서 편의를 위해 표 2에 나타낸 것과 같은 기준값을 정하여 계통의 변수들을 기준값에 대한 비로서 무차원화하여 나타내고 있으며, 각 상태에 따른 상태 방정식 (5)의 해는 Runge-kutta 법에 의한 수치해석으로 구한 값을 사용하고 있다.

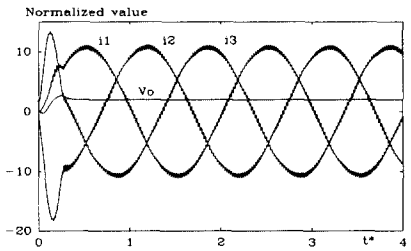
시뮬레이션에 사용된 값들은 전원 전압 141 [V], 인덕턴스 1.7 [mH], 필터 콘덴서 50 [ $\mu$ F], 부하 저항 20 [ $\Omega$ ], 스위칭 주파수는 2 [KHz]로 하였다.

그림 8(a)는 기동시부터 정상상태 동작시까지의 컨버터의 입력 전류 파형과 출력 전압 파형을 나타내고 있

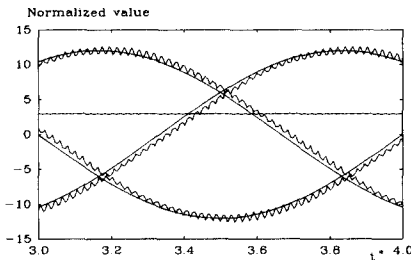
으며, 그림 8(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것을 그림 8(b)에 나타내고있다. 그림에서 볼수 있듯이 스위칭 주파수가 낮고, 출력 전압의 맥동을 줄이기 위한 콘덴서의 용량이 아주 적음에도 불구하고 입력 선전류의 파형은 거의 정현파 전류와 같고 위상도 기준 전류와 거의 일치하고 있으며, 출력 전압도 기준 전압과 일치한다는 것을 알 수 있다.

표 2. 제량의 무차원화  
Table 2. Each value of normalization.

parameter	reference value
voltage	$V_b = V_{sm}$
impedance	$Z_b = \sqrt{L_b/c_b}$
inductance	$L_b = 0.35$ [mH]
capacitance	$c_b = 200$ [ $\mu$ F]
time	$t_b = 1/120$ [s]



(a)



(b)

그림 8. 정상상태 동작시 입력 전류와 출력 전압 파형  
Fig. 8. Input current and output voltage waveforms at steady state operating.

그림 9는 정상상태 동작시 입력 선전류에 대한 스펙트럼 분석을 나타내고 있는데, 왜형률이 4.8 [%] 로서 고조파 성분이 적어서 정현파와 거의 같다는 것을 알 수 있다.

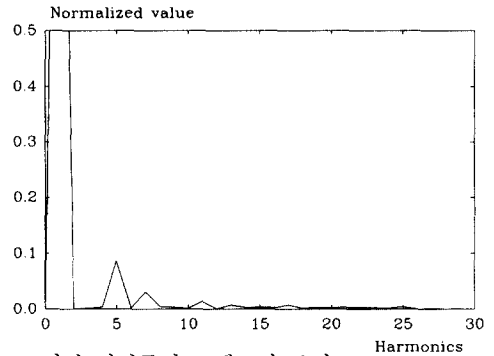
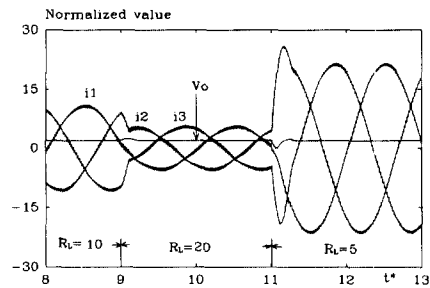
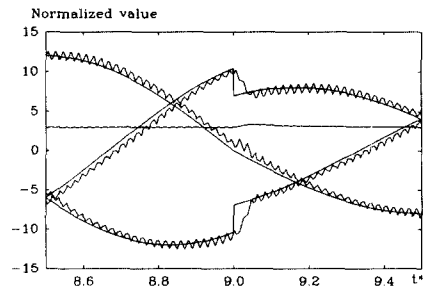


그림 9. 입력 선전류의 스펙트럼 분석  
Fig. 9. Spectrum analysis of the input line current.

그림 10(a)는 부하가 10 [ $\Omega$ ] 에서 20 [ $\Omega$ ] 으로 그리고 다시 5 [ $\Omega$ ] 으로 변화되는 경우의 다이내믹 특성을 나타내고 있으며, 그림 10(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것을 그림 10(b)에 나타내고있다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하 변화시에도 거의 과도 현상이 없이 기준 전류와 기준 전압을 잘 추종하고 있고 위상변화도 발생하지 않는다는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 10. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답  
Fig. 10. Dynamic response with varying load.

그림 11은 히스테리시스 제어 방법으로 제어한 경우

에 대한 것으로서 부하가 10 [ $\Omega$ ]에서 20 [ $\Omega$ ]으로 그리고 다시 5 [ $\Omega$ ]으로 변화되는 경우의 응답 특성을 나타내고 있다. 서론 부분에서 언급한 바와 같이 부하가 변화됨에 따라 스위칭 주파수가 변화되고 있다는 것을 알 수 있다. 이에 반해 본 논문에서 제안한 공간 벡터 PWM법은 그림 10에서 보는 바와 같이 부하에 관계 없이 항상 일정한 스위칭 주파수로 동작하고 있다.

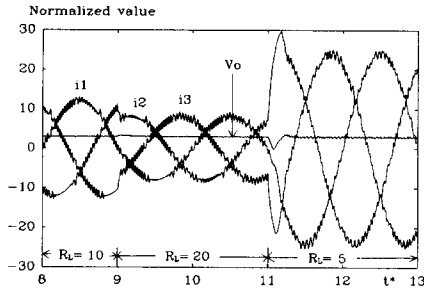
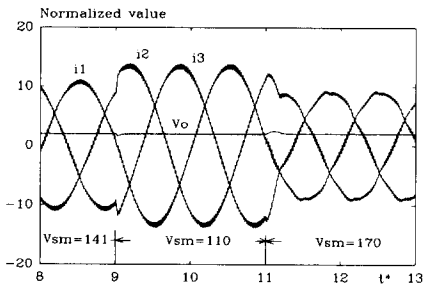
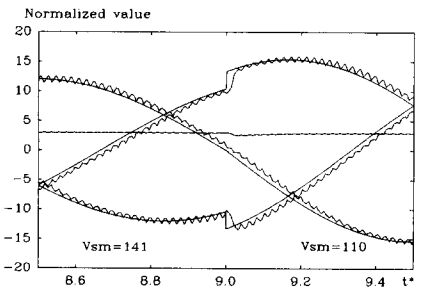


그림 11. 부하 변화에 따른 다이내믹 응답(히스테리시스 제어인 경우)

Fig. 11. Dynamic response with varing load(in case of hysteresis control).



(a)



(b)

그림 12. 입력 전압 변화에 따른 다이내믹 응답  
Fig. 12. Dynamic response with varing input voltage.

그림 12(a)는 입력 전압 변화에 대한 다이내믹 응답

특성을 나타내고 있으며, 그림 12(a)의 시간 축 스케일을 확대한 것을 그림 12(b)에 나타내고 있다. 다이내믹 응답 특성은 입력 전압의 최대값이 141 [V]에서 110 [V]로 그리고 다시 170 [V]로 변화하는 경우에 대한 것이다. 이때에도 입력 선전류의 파형과 역률, 그리고 출력 전압의 크기에는 거의 변화가 나타나지 않는다는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

이상과 같이 본 연구에서 제안한 공간 벡터 PWM 법에 의한 3상 PWM AC-DC Boost 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작하며 입력 선전류의 파형의 왜형률은 4.8 [%] 로서 거의 정현파에 가깝고, 그의 위상도 입력 전압과 일치하고 있어서 역률이 거의 1로 동작하고 있고, 적은 필터 콘덴서에 의해서도 출력 전압은 거의 일정하게 기준 전압을 유지하고 있다는 것을 알 수 있다. 그리고 부하 변화시와 입력 전압 변화시에도 오버슈트 없이 기준 전류를 잘 추종하고 있어서 다이내믹 동작 특성도 양호하다는 것을 알 수 있었다.

따라서 이후로 실험적인 고찰을 거치면 실제 계통에 잘 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] Pei-Chong Tang, Shui-Shong Lu, and Yung-Chun Wu "Microprocessor-based design of a firing circuit for three-phase full-wave thyristor dual converter," IEEE Trans. on Industrial electronics, vol. IE-29, no. 1, pp. 67-73, February 1982.  
 [2] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM ac-to-dc converter with fixed switching frequency," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 5, pp. 880-885, Sept/Oct. 1990.  
 [3] Luigi Malesani, Leopoldo Rossetto, Paolo Tenti and Paolo Tomasin, "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 31, no. 2, March/April 1995.  
 [4] 백종현, 홍성태, 배상준, 배영호, "예측 제어기법

을 적용한 3상 PWM 컨버터의 역률 개선” 대한 전자공학회 전력전자연구회, pp. 44-46, October 1995

- [5] Farrukh Kamran and Thomas G. Habetler, “An Improved Deadbeat Rectifier Regulator Using a Neural Net Predictor,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 4, July 1995.
- [6] 백중현, 홍성태, 배상준, 배영호, 권순걸 “공간 벡

터 제어 기법에 의한 3상 PWM Boost 컨버터” 대한전자공학회 하계종합학술대회, vol. 19, no. 1, pp. 721-724, June 1996

- [7] Jong-Hyun Baek, Sung-Tae Hong, Sang-Jun Bae, Young-Ho Bae, Soon-Kurl Kwon “A Study on the power factor correction of the three phase PWM AC/DC Boost converter” ITC-CSCC on Power Electonics, vol. II, pp. 771-774, July 1996.

— 저 자 소 개 —



白 種 顯(正會員)

1961년 3월 19일생. 1984년 명지대학교 전기공학과 졸업. 1986년 2월 명지대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1997년 현재 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 영진전문대학 정보통신과 전임강사.

주관심분야는 전력전자 응용, 전력변환 및 전동기 제어등임.



洪 性 泰(正會員)

1951년 5월 20일생. 1973년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업. 1980년 9월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1995년 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1980년 9월 ~ 현재 영진전문대

학 전자과 부교수. 주관심분야는 전력전자 및 마이크로 프로세서 응용 등임.



裴 相 俊(正會員)

1952년 10월 11일생. 1980년 2월 영남대학교 전기공학과 졸업. 1982년 2월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1995년 8월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1986년 9월 현재 경

북산업대학교 전기공학과 강사. 주관심분야는 전력전자 응용, 신경회로망 응용 및 전력변환 등임.



裴 英 鎬(正會員)

1953년 9월 11일생. 1978년 2월 영남대학교 전기공학과 졸업. 1978년 1월 ~ 1979년 2월 현대중공업(주) 근무. 1981년 2월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사).

1994년 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1995년 12월 ~ 1996년 2월 Virginia Polytechnic Institute and State University 방문연구. 1981년 3월 ~ 1996년 12월 경북산업대학교 전기공학과 교수. 1996년 12월 현재 경일대학교 전기공학과 교수. 주관심분야는 전력전자 응용, 전력변환 및 전동기 제어등임.