

# 단일 전류 센서를 사용한 3상 전압형 PWM 컨버터의 제어 방식 비교

論 文  
50B-4-6

## Comparison of Three-Phase Voltage-Source PWM Converters Using a Single Current Sensor

李 雨 哲\* · 李 宅 基\*\* · 玄 東 石\*\*\*  
(Woo-Cheol Lee · Dong-Seok Hyun · Taeck-Kie Lee)

**Abstract** - This paper presents a technique for reconstructing converter line currents using the information from a single current sensor in the DC-link of a converter and comparative evaluation of the performance of single sensor control techniques in the DC-link for voltage-source PWM converters. When three-phase input currents cannot be reconstructed, three methods to acquire the input current are compared. Two of them are methods of modifying the switching state (I, II), another is a method of using the predictive state observer. Also, compensation of sampling delay, and a simultaneous sample value of input currents in the center of a switching period are included. Suitable criteria for the comparison are identified, and the differences in the performance of these methods are investigated through experimental results for a typical V-S PWM converter rated at 10kVA.

**Key Words** : Minimum time, reconstruction, modifying the switching state, predictive state observer, sampling delay

### 1. 서 론

전기 에너지를 변환해주는 전력 변환기는 산업계에서 폭 넓게 사용되어 왔다. 주된 응용분야로는 모터 제어, 무정전 전원 장치(UPSs), 고역률 정류기, 전원 계통에 대한 무효전력 및 고조파전류 보상장치 등이 있다[1][2]. 이들 장비들은 대개 3상 출력에 2개 또는 3개의 전류센서, DC-link 단에 한 개의 전류센서가 필요하다. 이들 센서들은 페루프 전류제어의 구현, 장비 보호를 위한 상전류의 제한, DC측 단락검출을 위해서 사용된다[3]. 또한 A/D 컨버터와 같은 부가적인 하드웨어는 디지털제어를 구현하기 위하여 필요하다. 따라서 이들 센서들은 복잡성, 가격, 공간, 장비의 신뢰성 감소 등의 문제를 야기하게 된다.

센서를 줄이고자하는 연구는 특히 모터구동 응용분야에서 연구되어 왔다[4]. 여러 가지 인버터 스위치상태에서 DC-link 전류와 상전류 사이에서의 관계는 이미 보고되었다[5]. 즉 PWM 주기마다 주어진 전압벡터에 관한 정보를 이용하여 2상의 입력 전류의 값을 DC-link 전류로부터 알 수 있는 것이다. 그러나 어떤 조건하에서, 즉 PWM주기 내에 유효벡터가 아주 짧은 시간 동안 존재 할 때는 DC-link 전류로부터 두 상전류를 알아 낼 수 없는 문제가 발생한다. 그러므로 유효 벡터에 대한 최소시간이 확보가 돼야만 주어진 변조 싸이클에서 정확한 DC전류를 검출할 수 있다. 제어성능을 저하시키는 최소시간에 대한 제약조

건은 다음 세 가지 방법에 의해서 극복될 수 있다: 1) 3상 전압형 PWM 컨버터의 스위칭 상태(I)를 변경시키는 방법; 2) 또 다른 방법의 스위칭 상태(II)를 변경시키는 방법, 이들 두 방법은 컨버터 지령치 전압의 평균치를 변화시키지 않고 스위칭상태를 변경시키는 방법이다; 3) 예측 상태 관측기를 사용하는 방법.

본 논문의 구성은 다음과 같다: 1) DC-link 전류 검출에 토대를 둔 입력 3상전류의 재구축 방법에 대한 기본적 설명. 2) DC-link 전류로부터 입력 3상전류를 재구축 할 수 없을 경우 해결 할 수 있는 3가지 방법에 대한 원리와 비교. 3) DC-link 전류검출 기법이 사용 시 2 샘플링 지연이 발생하고, 2개의 유용한 상전류 값은 동시에 존재하지 않으나 간단히 보상할 수 있는 방법을 제시한다. 그리고 이 보상 방법은 이전에 언급된 3가지 방법으로 실험할 때 적용되며, 이 3가지 방법에 대한 타당성은 실험결과로 입증된다.

### 2. 3상 전압원 PWM 컨버터의 수학적 모델링

3상 전압형 PWM 컨버터 시스템은 시간영역에서 수학적 으로 모델링되며, 공간벡터 이론을 이용하여 기존의 모델을 고찰하였다.

#### 2.1 3상 전압원 PWM 컨버터의 모델링

3상 전압원 PWM 컨버터의 회로구성은 그림 1과 같고, 3상 입력전원전압은 대칭, 입력전류의 합이 영이며, 각상의 리액터, 유효저항이 동일한 경우 다음과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$L \frac{d}{dt} I_{abc} + R I_{abc} + V_{abc} = E_{abc} \quad (1)$$

\* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程  
\*\* 正 會 員 : 漢京大 電氣工學科 副教授 · 工博  
\*\*\* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 教授 · 工博  
接受日字 : 2001年 2月 1日  
最終完了 : 2001年 4月 14日

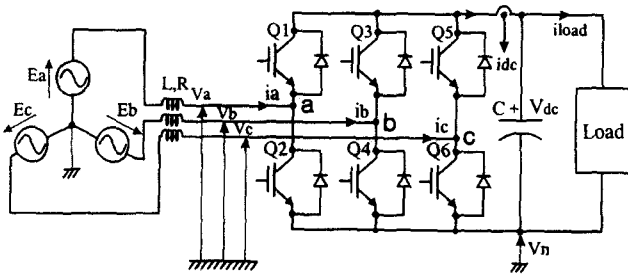


그림 1 3상 PWM컨버터

Fig. 1 Circuit diagram of a 3 $\phi$  V-S PWM converter.

$$i_{dc} = S_{abc}^T I_{abc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2)$$

$$C \frac{d}{dt} V_{dc} = i_{dc} - i_{load} \quad (3)$$

여기서

$$X_{abc}^T = [X_a, X_b, X_c] \quad (X \in I, V, E, S)$$

$I$  : 입력전류 벡터  $V$  : 컨버터전압 벡터

$E$  : 전원전압 벡터  $S$  : 스위칭함수 벡터

$I_3$  : 3 $\times$ 3 단위행렬 벡터  $i_{dc}$  : 컨버터출력 DC전류

$V_{dc}$  : DC-link전압  $i_{load}$  : 부하전류  $T$  : 벡터의 transpose

### 2.2 고정 좌표계 모델

3상 변수가 대칭이거나 평형에 상관없이 순간적 합이 0이면 이 변수들은 고정 좌표계에서 다음 방정식으로 공간 벡터로 나타낼 수가 있다[5].

$$X_{dq}^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} X_{abc} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} I_{dq}^s = A I_{dq}^s + B (E_{dq}^s - V_{dq}^s) \quad (5)$$

여기서

$$[X_{dq}^s]^T = [X_d^s, X_q^s], \quad A = -\frac{R}{L} I_2, \quad B = -\frac{1}{L} I_2 \text{이다.}$$

그리고  $I_2$ 는 2 $\times$ 2 단위행렬이다.

식 (5)는 다음과 같은 미분 방정식으로 표시 할 수 있다.

$$I_{dq}^s(n+1) = \Phi I_{dq}^s(n) + \Gamma (E_{dq}^s(n) - V_{dq}^s(n)) \quad (6)$$

여기서  $\Phi = e^{AT}$ ,  $\Gamma = \int_0^T e^{AS} dS B$  이다.

### 2.3 동기 좌표계 모델

고정 좌표계에서 표현된 변수들은 다음 수식을 이용하여 회전 좌표계의 변수들로 변환된다.

$$X_{dq}^e = C(\theta) X_{dq}^s \quad (7)$$

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

$\theta$  : 동기 좌표계의 기준축과 정지 좌표계의 사이각  
만약 식 (4)에서 3상변수가 정형 대칭이면 식 (7)에서의 변수는 상수가 된다. 동기 좌표계에서 q축을 전원전압 벡터  $E_{dq}^e$ 에 일치시킨다면 전원전압의 d축 성분  $E_d^e$ 은 0 이 되고  $E_{dq}^e$ 는 정수가 된다. 식 (7)을 이용하여 식 (5)는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} (C(\theta) I_{dq}^e) = -\frac{R}{L} C(\theta) I_{dq}^e - \frac{1}{L} C(\theta) E_{dq}^e + \frac{1}{L} C(\theta) V_{dq}^e$$

$$\frac{d}{dt} (C(\theta) I_{dq}^e) = jwC(\theta) I_{dq}^e + C(\theta) I_{dq}^e$$

$$\frac{d}{dt} I_{dq}^e = -\left(\frac{R}{L} + jw\right) I_{dq}^e - \frac{1}{L} E_{dq}^e + \frac{1}{L} V_{dq}^e$$

벡터 행렬식으로 표현하면

$$\frac{d}{dt} I_{dq}^e = A_e I_{dq}^e + B (E_{dq}^e - V_{dq}^e) \quad (8)$$

여기서  $A_e = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ -w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}$ ,  $w$  는 전원전압의 각속도.

### 3. 전류 재구축을 위한 기본 원리

그림 2는 DC-link 전류는 각기 다른 PWM 신호에 따라 전류 값이 변화하고, 영 벡터 인가 시 전류는 영이 됨을 보여준다.

전류방향을 결정하는 전압벡터 패턴은 그림 3에 나타나 있다. 이 그림에서 유효 벡터에 의해 흐르는 전류는 굵은 선으로 표시가 된다. 그림 3(a)에서 알 수 있듯이 전압 벡터  $V_a(000)$ 과  $V_r(100)$ 가 가해질 때, 해당되는 전류의 흐름은 그림 3(a)에 보여진다. 전압 벡터  $V_r(111)$ 과  $V_r(011)$ 가 가해질 때, 역방향 전류  $i_a$ 는 그림 3(b)에 보여진다.

DC-link 전류 센서로부터 상전류의 재구축은 두 개의 유효 벡터가 적어도 샘플링 되기에 충분한 시간동안 존재 할 때만이 가능하다. 즉, DC 전류 센서로부터 측정된 값을 사용하여, 하나의 유효전압 벡터는 하나의 상전류를 재 구축하기 위하여 사용되고 또 다른 전압벡터는 다른 상전류를 구축하기 위하여 사용된다.

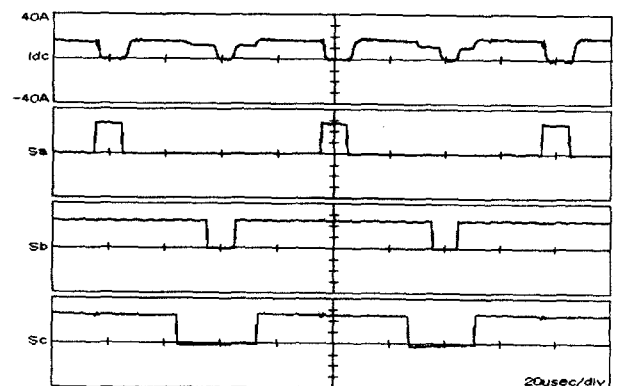


그림 2 측정된 DC-link전류와 PWM신호

Fig. 2 Measured DC-link current and PWM signals.

(Idc: DC-link current, Sa, Sb, Sc: PWM signals of phase a, b, c)

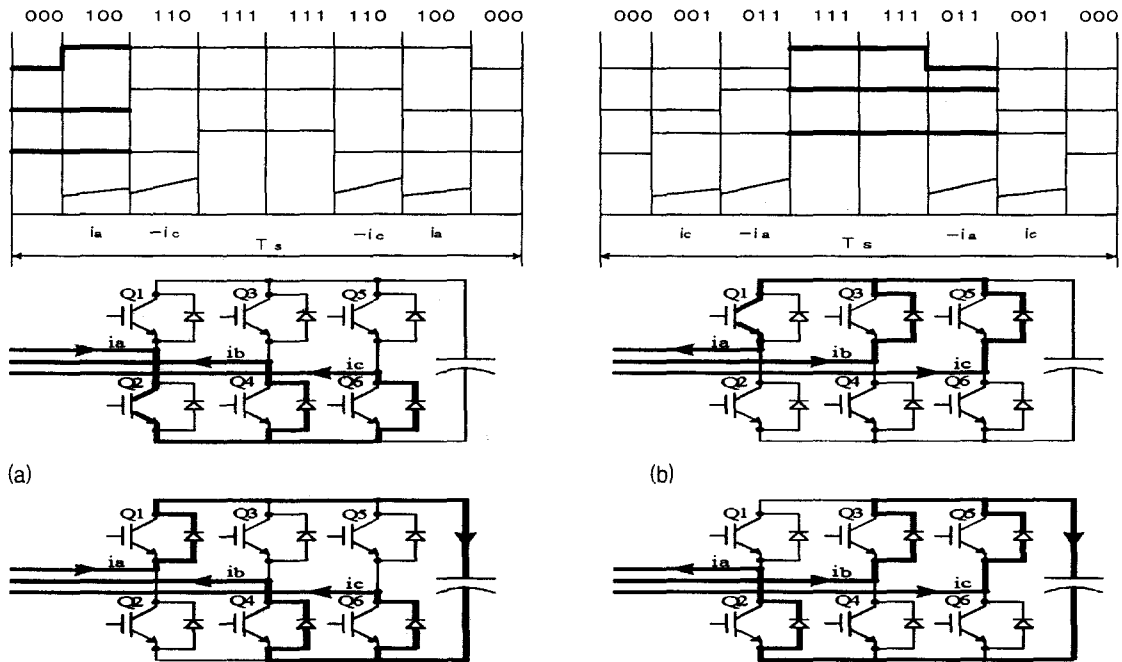


그림 3 PWM신호와 DC-link전류

Fig. 3 PWM signals and DC-link current.

- (a) When voltage vectors  $V_d(000)$  and  $V_1(100)$  are applied.
- (b) When voltage vectors  $V_d(111)$  and  $V_4(011)$  are applied.

즉, 비록 단일 DC-link 전류 센서가 사용되더라도 서로 다른 유효벡터로 구성되는 각각의 스위치상태는 각 상전류에 대한 정보를 제공해 준다. 또한 영 벡터가 인가되는 동안 DC-link로부터 전류에 대한 정보는 DC-link 단락검출을 위하여 사용될 수 있다. 인가된 유효벡터와 DC-link 센서로부터 측정된 상전류 사이의 관계는 표 1에서 알 수 있고, 이 표는 6개의 유효 벡터와 2개의 영 벡터로 이루어지는 8개의 전압 벡터로 구성 되어 있다.

4. 단일 센서 검출 방식의 문제점

이 방식의 문제점은 믿음만한 상전류 정보를 얻기 위하여 유효벡터가 어떤 최소시간동안 인가되어야 한다는 것이다.

표 1 유효전압 벡터에 따른 DC-link 전류  
Table 1 DC-link current corresponding to active voltage

Voltage Vector	DC link current $i_{DC}$
$V_1 = (100)$	$+i_a$
$V_2 = (110)$	$-i_c$
$V_3 = (010)$	$+i_b$
$V_4 = (011)$	$-i_a$
$V_5 = (001)$	$+i_c$
$V_6 = (101)$	$-i_b$
$V_7 = (000)$	0
$V_0 = (111)$	0

일반적으로 최소시간은 다음의 방정식(9)으로 결정된다[7].

$$T_{min} = t_d + t_{sett} + t_{conv} \tag{9}$$

데드 타임,  $t_d$ , 는 DC-link 축의 단락을 방지하기 위하여 필요하고, 또한 이 기간동안 DC-link 전류는 컨버터의 전류의 극성에 의해서만 정해지기 때문에 고려 되어야 한다. 일정 확립 (settling)시간,  $t_{sett}$ , 는 또한 DC-link 전류가 샘플링 되기 전 확실히 확립되기 위하여 유지 되어야 만 한다. 여기에는 IGBT 스위칭 시간과 게이트 드라이브회로의 지연시간 등이 포함된다.  $t_{conv}$  는 A/D 변환시간을 나타낸다.

그러나 기준 전압 벡터가 그림 4(a)의 빗금친 영역으로 설명되는 6개의 유효벡터 영역을 지나갈 때는 단지 한 상전류만 정확히 검출된다. 그림 4(c)는 이 때의 PWM 신호의 예를 보여준다. 이 그림에서 Sa, Sb, Sc는 각각의 컨버터 arm의 스위칭상태를 나타낸다. 기준 전압벡터가 영역 I,  $V_1(100)$  벡터 근처에 있는 경우로 이 전압벡터는  $V_1(100)$ ,  $V_2(110)$ , 영벡터로 나누어질 수 있다.  $V_1(100)$ 벡터는 인가시간이 최소시간보다 커서  $+i_a$ 전류를 재구축 할 수 있으나  $V_2(110)$ 벡터는 인가시간이 최소시간보다 작아  $-i_c$ 를 재구축 할 수 없다.

부족 변조인 경우 기준 전압벡터의 크기는 상대적으로 작다. 부족변조를 나타내는 영역은 그림 4(b)에 빗금 친 영역으로 나타나 있고 그림 4(d)는 이 때의 PWM 신호를 나타낸다. 이 경우 유효벡터의 인접벡터로의 시간분배가 최소시간 보다 적게 되어 믿음만한 상전류를 재구축하는 것은 불가능하다. 예를 들어 기준 전압벡터가 영역 I에 있을 경우로 이 전압 벡터는  $V_1(100)$ ,

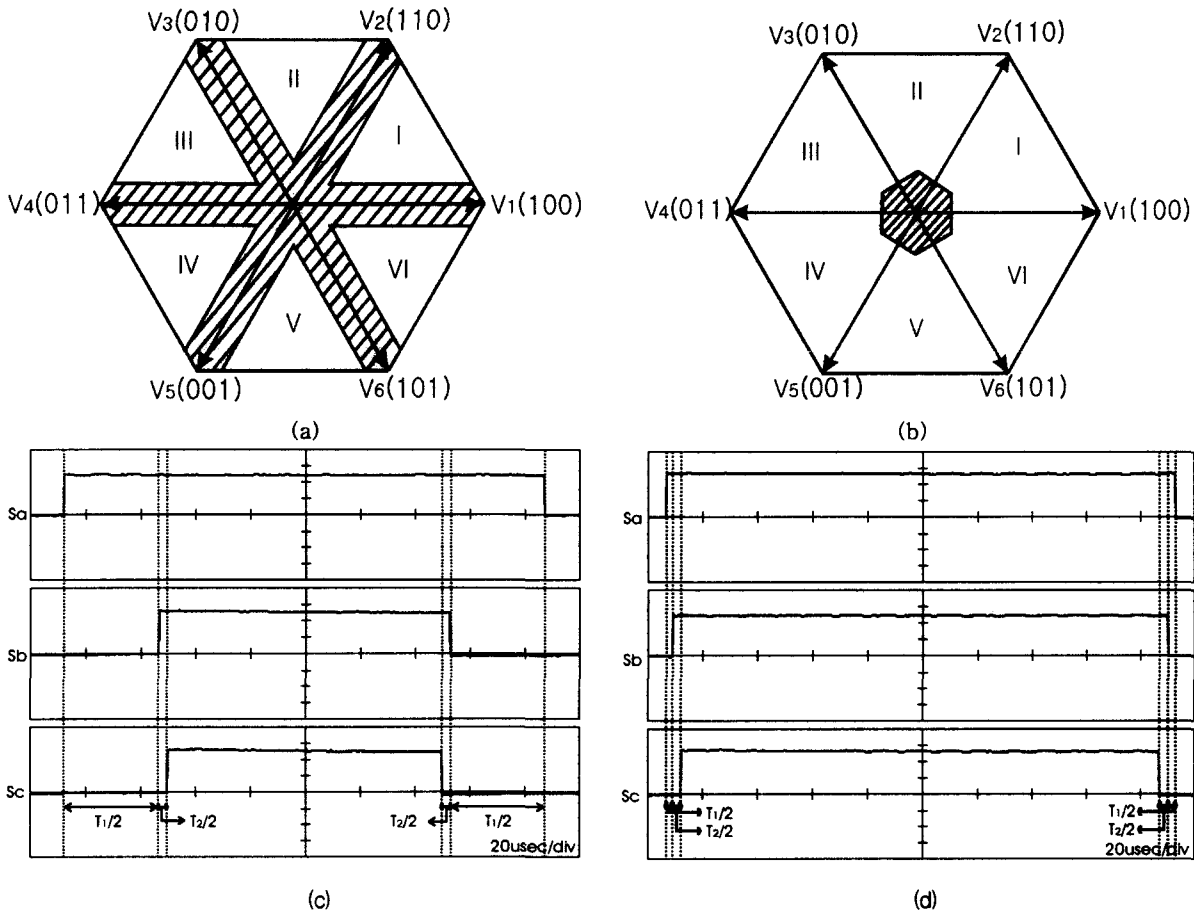


그림 4 입력 상전류를 재구축 할 수 없는 영역

Fig. 4 Voltage vector area not detecting input current:

- (a) When a reference voltage passes one of possible six vectors; (b) In case of a low modulation index;
- (c) Example of three PWM-signals for (a); (d) Example of three PWM signals for (b).

$V_2(110)$ , 영벡터로 나누어 질 수 있다. 그러나  $V_1(100)$  벡터,  $V_2(110)$  벡터의 인가시간이 부족해 입력 상전류  $+i_a, -i_c$ 를 재구축할 수 없다. DC-link 전류 검출 기법이 사용될 때 2 샘플링 지연이 발생 하게 되는데 이는  $T_n$  시점에서 단일 전류센서로 입력전류가 검출되고,  $T_{n+1}$  시점에서 이 정보를 이용해 PWM 값이 계산되고,  $T_{n+1}$  시점에서 PWM신호가 컨버터에 인가되기 때문이다. 그림 5는 이 예를 설명해 준다.

5. 단일 센서 검출 방식의 문제점에 대한 해결책

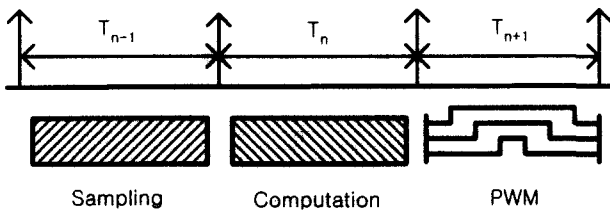


그림 5 타임밍 차트  
Fig. 5 Timing diagram

가. 3상전류를 재구축 할 수 없을 때

입력전류를 재구축 할 수 없을 때 최소시간을 얻는데는 다음 3가지 방법이 있다.

(1) 한 주기내 스위칭 상태 변경(I)

이 방법은 시비율을 조절해 한 주기내에 인가되는 전압벡터의 평균값의 변화없이 영벡터 값을 줄임으로써 최소시간 ( $T_{min}$ )을 얻는 방법이다[8].

기존 전압벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지나고, 전압 기준벡터  $V_{ref}$ 가 스위칭영역 I 에 있을 때 그림 6은 상전류 재구축하는 방법을 설명해 준다.  $V_{ref}$ 는 PWM 컨버터의 기준 값이고 이는 DC-link 전압과 전원전류 제어기의 PI 출력에 의해서 결정 된다.

C상전류  $-i_c$ 를 재구축하기 위하여 최소시간이 전압벡터  $V_2(110)$ 에 더해지고, 전압벡터  $V_6(101)$ 가 최소시간동안 인가 된다. 시비율은 한 주기내에 인가되는 평균전압의 변화없이 변경된다. 또한 스위칭상태도 하나씩 변경된다( $V_1(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_6(101) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_1(000)$ ). 이 경우 추가 스위칭 없이 3상전류가 재구축된다. 그러나 부족변조인 경우 적절한 제어가 없으면 부적절한 상전

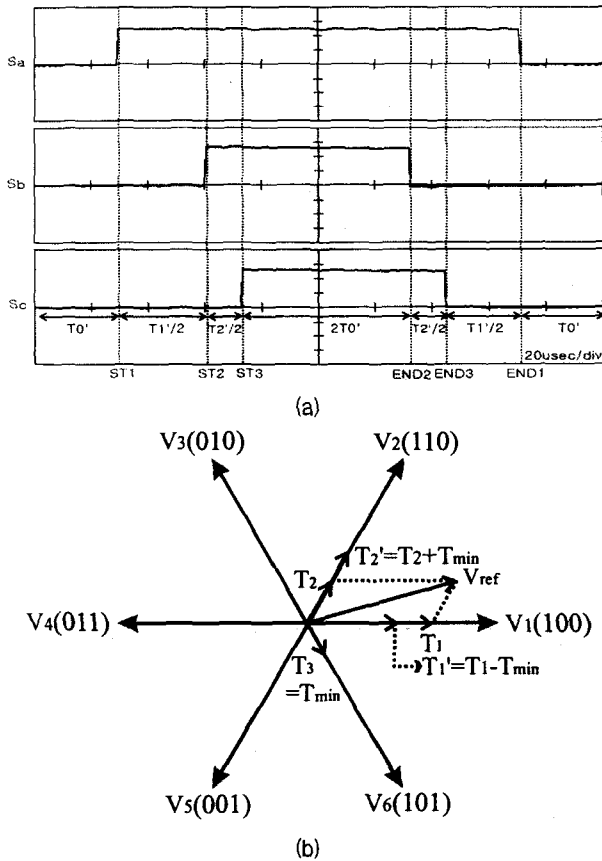


그림 6 변경된 PWM신호(I)와 공간 벡터도  
Fig. 6 Modified PWM signals (I) and space vector diagram:  
(a) Modified signals; (b) Space vector diagram.

류가 얻어 질 수밖에 없다. 변경된 시간간격  $T_1'$ ,  $T_2'$ ,  $T_3$ ,  $T_0'$ 는 다음과 같다.

$$T_1' = T_1 - T_{min}, T_2' = T_2 + T_{min}, T_3 = T_{min}, \quad (10-1)$$

$$T_0' = \frac{T_{smp} - (T_1' + T_2' + T_3)}{4} \quad (10-2)$$

전압벡터에 해당되는 스위칭간격은 다음과 같다.

$$ST_1 = T_0', END_1 = 3T_0' + T_1' + T_2' \quad (11-1)$$

$$ST_2 = T_0' + \frac{T_1'}{2}, END_2 = 3T_0' + \frac{T_1'}{2} + \frac{T_2'}{2} \quad (11-2)$$

$$ST_3 = T_0' + \frac{T_1'}{2} + \frac{T_2'}{2}, END_3 = 3T_0' + \frac{T_1'}{2} + T_2' \quad (11-3)$$

여기서,  $ST$ : PWM신호의 시작점,  $END$ : PWM신호의 끝점,  $T_{smp}$ : 전류제어 주기

(2) 한 주기내 스위칭상태 변경(II)

이 방법 역시 시비율을 조절해 한 주기내에 인가되는 전압 벡터의 평균값의 변화 없이 영벡터 값을 줄임으로써 최소한의 시간( $T_{min}$ )을 얻는 방법이다. 그러나 이 방법은 부족변조인 경우에도 가능하다. 이 두가지방식(I, II) 모두 스위칭패턴이 비 대칭적으로 변화하고, 스위칭 수는 증가하여 THD나

스위칭 손실에 영향을 주나 PWM 신호가 유효벡터가 최소시간보다 적을 경우에만 변경되므로 THD와 증가된 스위칭 손실은 시스템에 그다지 영향을 주지 못한다[9].

(2-1) 기준 전압벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때

기준 전압벡터  $V_{ref}$ 가 영역 I에 있을 때, 이는 출력 전압벡터  $V_1(100)$ ,  $V_2(110)$ , 영벡터로 나누어 질 수 있다.  $V_1$ 과  $V_2$ 에 해당하는 기준 전압벡터의 인가시간은 각각  $T_1$ 과  $T_2$ 이고, 영벡터의 인가시간은  $T_0$ 이다. 그림 7(b)에서 벡터  $V_2$ 의 인가시간  $T_2$ 가 최소시간  $T_{min}$ 보다 적을 경우를 보여 준다. 그래서  $T_2$ 는  $T_{min}$ 으로 대체 되 최소시간을 확보하도록 한다. 그리고 나서  $\Delta T = T_{min} - T_2$ 동안  $V_5(001)$ 가 보상이 된다. 변경된 시간 간격  $T_1', T_2', T_3, T_0'$ 는 다음과 같다.

$$T_1' = T_1, T_2' = T_{min}, T_3 = T_{min} - T_2, \quad (12-1)$$

$$T_0' = \frac{T_{smp} - (T_1' + T_2' + T_3)}{2} \quad (12-2)$$

전압벡터에 해당되는 스위칭간격은 다음과 같다.

$$ST_1 = T_0', END_1 = T_0' + T_1' + T_2' \quad (13-1)$$

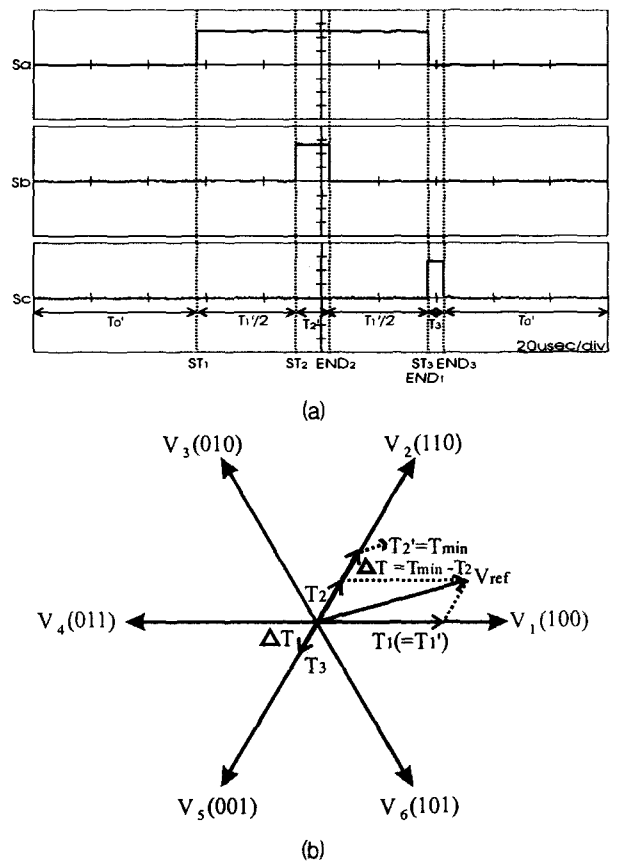


그림 7 변경된 PWM신호(II)와 공간 벡터도  
Fig. 7 Modified PWM signals (II) and the space vector diagram:  
(a) Modified signals; (b) Space vector diagram.

$$ST_2 = T_0 + \frac{T_1}{2}, END_2 = T_0 + \frac{T_1}{2} + T_2 \quad (13-2)$$

$$ST_3 = T_0 + T_1 + T_2, END_3 = T_0 + T_1 + T_2 + T_3 \quad (13-3)$$

그림 7은 변경된 PWM신호(II)와 공간 벡터도를 나타낸다. 이 예에서는 샘플링 된 전류의 순서는  $+i_a$ ,  $-i_c$  와  $+i_c$ 이다. 3상 전류 중 2개는 한 주기내에 가장 긴 시간을 갖는 유효벡터에서 DC-link전류를 샘플링 함으로써 재구축 될 수 있다. 따라서 입력 전류  $+i_a, -i_c$  가 재구축 전류로써 선택이 된다. 스위칭 변경방식(I)에 비해 스위칭상태는 하나씩 변화하지 않는다. ( $V_{\gamma}(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_5(001) \rightarrow V_0(000)$ ). 그러나 부족변조인 경우에도 상전류는 재구축될 수 있다.

(2-2) 부족 변조인 경우

그림 8은 부족변조인 경우 PWM 신호(II)를 조정하는 방법을 설명한다. 이 경우  $T_1$ 과  $T_2$ 가 최소 인가시간보다 작기 때문에 최소 인가시간을 확보하기 위하여  $T_{min}$ 으로 대체된다. 그 다음 2개의 보수전압(complimentary voltage)  $V_4(011)$ ,  $V_5(001)$ 이 각각  $\Delta T_1 = T_{min} - T_1$ ,  $\Delta T_2 = T_{min} - T_2$ 동안 가해진다.

변경된 시간 간격  $T_1', T_2', T_3, T_0'$ 는 다음과 같다.

$$T_1' = T_{min}, T_2' = T_{min}, T_3 = T_{min} - T_1, T_4 = T_{min} - T_2 \quad (14-1)$$

$$T_0' = \frac{T_{smp} - (T_1' + T_2' + T_3 + T_4)}{2} \quad (14-2)$$

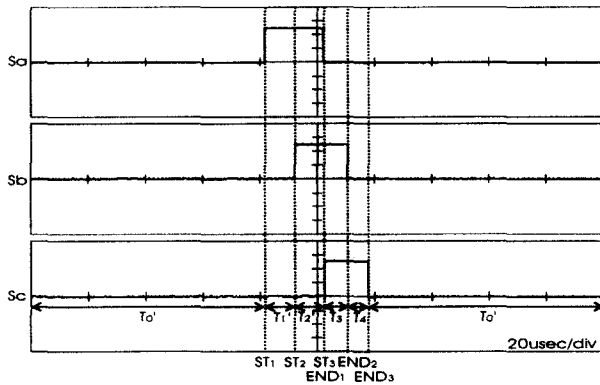
전압 벡터에 해당되는 스위칭 간격은 다음과 같다.

$$ST_1 = T_0', END_1 = T_0' + T_1' + T_2' \quad (15-1)$$

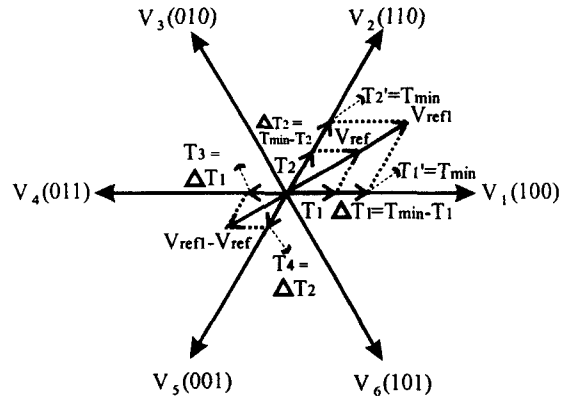
$$ST_2 = T_0' + T_1', END_2 = T_0' + T_1' + T_2' + T_3 \quad (15-2)$$

$$ST_3 = T_0' + T_1' + T_2', END_3 = T_0' + T_1' + T_2' + T_3 + T_4 \quad (15-3)$$

그림 8은 변경된 PWM 신호(II)와 공간 벡터도를 나타낸다. 양쪽의 경우(I, II)에 평균 전압  $V_{ref}$  크기와 위상은 변하지 않는다. 그러므로 평균전압 벡터의 크기와 위상을 유지하면서 DC-link 전류를 검출하는 것은 가능하다. 3상 전압원 PWM 컨버터와 3상 전압원 PWM 인버터를 수학적 모델로 비교시 컨버터에서 전원전압은 인버터에서 전동기의 역기전력에 해당된다.



(a)



(b)

그림 8 변경된 PWM신호(II)와 공간벡터도

Fig. 8 Modified PWM signals(II) and the space vector diagram:

그러나 PWM 컨버터에서 전원전압은 일정전압, 일정주파수이다. 따라서 PWM 컨버터에서 부족변조는 기동 시, 부하급변, 정상상태에서 조차도 발생하지 않는다. 그러나 이 방법은 주파수와 전압의 가변으로 인한 부족변조가 발생하는 인버터 시스템에 적용할 수가 있다.

(3) 예측 상태 관측기

상태 관측기는 다음 샘플링 순간 실제 전류벡터를 구할 수 있다. 단순한 개 루프 관측기는 식 (6)으로 구할 수 있다[10]. 그러나 초기 추정치 또는 PWM 정류기의 파라미터 값의 오차로 인한 영향으로 부적절한 추정치가 얻어 질 수가 있다. 그래서 추정오차에 비례하는 부가적인 항을 사용하여 식 (16)처럼 폐 루프 관측기를 구성 할 수 있다.

$$\hat{I}_{dq}^s(n+1) = \Phi \hat{I}_{dq}^s(n) + \Gamma [ E_{dq}^s(n) - V_{dq}^s(n) ] + K_0 [ I_{dq}^s(n) - \hat{I}_{dq}^s(n) ] \quad (16)$$

여기서  $I_{dq}^s(n)$ 는 측정된 전류벡터이다. 만약 입력전류를 직접 측정 할 경우 이 값은 식 (5)로 구할 수 있다. 그러나 단일 전류센서를 사용할 경우  $I_{dq}^s(n)$ 의 직접적인 계산은 할 수가 없게 된다. 따라서 이 값은 DC-link 전류를 스위칭 상태에 따라 재구축 된 전류 값으로 사용된다. 관측기 이득  $K_0$ 는 폐 루프 관측기의 극이 적당한 위치에 있게 선정한다[11]. 이 방법은 상전류를 재구축할 수 없을때 스위칭 상태를 바꾸지 않고 상전류를 계산할 수 있으나 시스템 파라미터 변동에 민감한 단점이 있다.

(3-1) 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때

이 경우 1상의 전류만 재구축 되므로  $I_{dq}^s$ 를 구하기 위하여 다른 상전류는 재구축 된 전류와 이를 이용한 부분적으로 갱신된 측정 벡터(partially updated measurement vector)를 사용하여 구한다[12][13].

3-1-1 a상 전류만 재구축 시

a상 전류  $i_a$ 의 관측기 추정치의 오차는  $\delta = i_a - \hat{i}_a$  이고,  $i_b = \hat{i}_b - \frac{1}{2}\delta$ ,  $i_c = \hat{i}_c - \frac{1}{2}\delta$  이다.

그리고  $i_a + i_b + i_c = \hat{i}_a + \hat{i}_b + \hat{i}_c = 0$

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(\hat{i}_b - \hat{i}_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^s \\ \hat{i}_a^s \end{bmatrix} \quad (17)$$

3-1-2 b상 전류만 재구축 시

$\delta = i_b - \hat{i}_b$  이고,  $i_a = \hat{i}_a - \frac{1}{2}\delta$ ,  $i_c = \hat{i}_c - \frac{1}{2}\delta$  이다.

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_a - \frac{1}{2}\delta \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - \hat{i}_c + \frac{1}{2}\delta) \end{bmatrix}$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} i_a = i_d^s \\ i_b = \frac{1}{2}(-i_d^s + \sqrt{3}i_q^s) \\ i_c = -i_a - i_b \end{bmatrix}$$

따라서,

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{4}\hat{i}_a^s + \frac{\sqrt{3}}{4}i_q^s - \frac{1}{2}i_b \\ \frac{\sqrt{3}}{4}\hat{i}_a^s + \frac{1}{4}i_q^s + \frac{\sqrt{3}}{2}i_b \end{bmatrix} \quad (18)$$

3-1-2 c상 전류만 재구축 시

$\delta = i_c - \hat{i}_c$  이고,  $i_a = \hat{i}_a - \frac{1}{2}\delta$ ,  $i_b = \hat{i}_b - \frac{1}{2}\delta$  이다.

$$\begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_a - \frac{1}{2}\delta \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(\hat{i}_b - \frac{1}{2}\delta - i_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{4}\hat{i}_a^s - \frac{\sqrt{3}}{4}i_q^s - \frac{1}{2}i_c \\ -\frac{\sqrt{3}}{4}\hat{i}_a^s + \frac{1}{4}i_q^s - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

3-1-3 부족 변조인 경우

2개의 유효벡터가 최소시간 보다 짧게 인가 되 입력 상전류를 재구축 할 수 없을 경우 관측기 출력이 그대로 사용된다. 이 경우 관측기는 개 루프로 동작을 하지만 제어기에는 계속해서 재환된 값이 인가된다.

나. 샘플링 지연에 대한 보상

단일 전류 센서를 사용하여 입력 상전류의 재구축 시 2 샘플링 지연이 필연적으로 발생된다. 즉  $T_{n-1}$ 시점에서의 전압, 전류 값이  $T_{n+1}$ 시점에서 PWM 컨버터의 전압, 전류 기준값을 결정하는데 사용되기 때문이다. 그러나 샘플링 되는 전압, 전류 값을 그림 9에서 설명되듯이 식 (20)를 이용하여 보상할 수 있다.

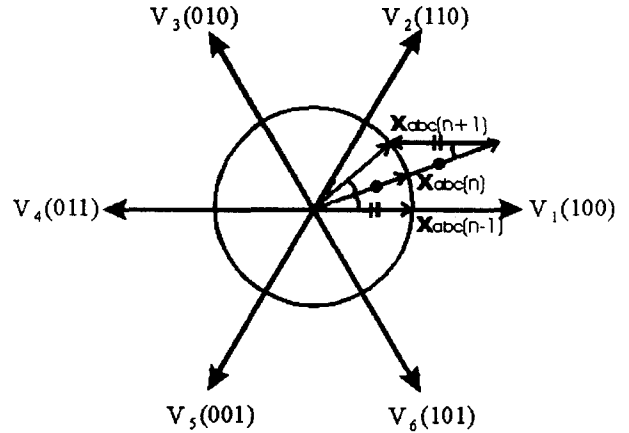


그림 9 샘플링 지연에 대한 보상

Fig. 9 Compensation for the sampling delay.

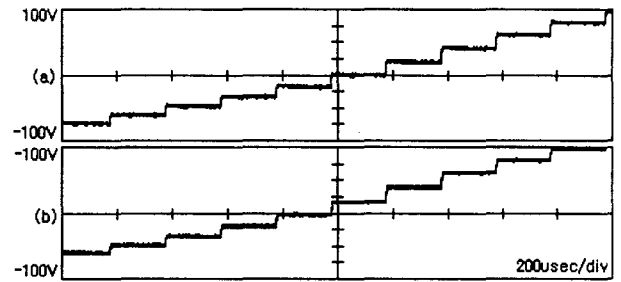


그림 10 샘플링 지연 보상 전 후 입력전압 파형

Fig. 10 Waveform before and after delay compensation: (a) before compensation; (b) after compensation.

$$X_{abc}(n+1) = 2 \times X_{abc}(n) - X_{abc}(n-1) \quad (20)$$

그림 10은 입력전압을 재환받을 때 샘플링 지연이 보상된 때와 보상되지 않은 때의 파형이다.

다. 스위칭 주기 중앙에서의 입력전류의 동시 샘플링

DC-link 전류를 검출시 재구축된 2개의 상전류는 같은 시점에 존재하지 않는다. 그림 11은 다음 수식을 통하여 스위칭 주기의 중앙에서 검출된 값으로 환산시키는 방법에 대해서 설명해준다.

$$i_a'(\frac{T_{smp}}{2}) = \frac{i_a(t_1) + i_a(t_1+t_2+t_3+t_4)}{2} \quad (21-1)$$

$$i_c'(\frac{T_{smp}}{2}) = -\frac{i_c(t_1+t_2) + i_c(t_1+t_2+t_3)}{2} \quad (21-2)$$

$$i_b'(\frac{T_{smp}}{2}) = -i_a'(\frac{T_{smp}}{2}) - i_c'(\frac{T_{smp}}{2}) \quad (21-3)$$

비록 2상 전류는 동시에 샘플링 안되나 수식에 의해 동시에 샘플링된 상전류 값으로 재구축할 수 있다. 그러나, 기준 전압벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때, 부족 변조인 경우 동시에 샘플링된 전류값은 얻을 수가 없다.

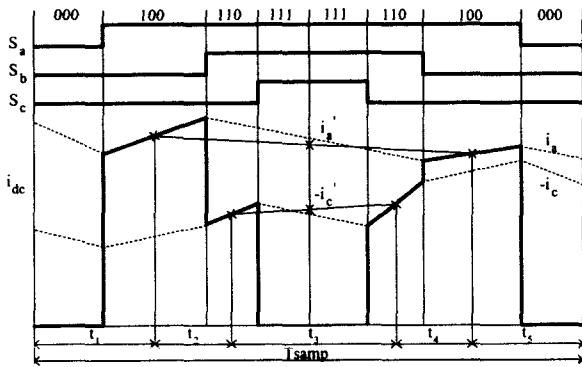


그림 11 한 스위칭 주기동안 2개의 전류값의 평균값을 구할 때 전류파형과 전압벡터  
 Fig. 11 Current waveform and voltage vectors during one sampling period with averaging of two current values.

6. 실험 결과

본 논문에서 연구된 단일센서 전류제어의 타당성을 입증하기 위한 실험장치의 블록선도는 그림 12에 나타나 있고 전류 센서를 이용해 검출된 전류  $i_a, i_b$  와  $i_c$ 는 단지 모니터링을 위한 전류이다.

d축 전류는 역률 1제어를 위해 영으로 제어된다. 비 간섭을 위한 전향 보상이 왜란과 간섭 항을 제거하기 위하여 사용된다. 모든 알고리즘을 구현하기 위하여 하나의 명령어 수행시간이 60ns인 32bit floating-point DSP, TMS320C31를 사용하였다. IGBT는 Semikron사의 SKM200GB123D(1200V, 200A)를 사용하였다. PWM 스위칭주기는 200  $\mu$ s이다. 12bit A/D컨버터는 DC-link 전류를 검출하기 위하여 사용되는데, 변환시간은 3.5  $\mu$ s이다. DC-link 전류검출을 위해서 LEM사의 LA 55-P모듈을 사용하였다. DSP 내의 타이머 인터럽트는 DC-link 전류를 샘플링하는 순간을 결정하기 위하여 사용하였다. DC-link 전류는 타이

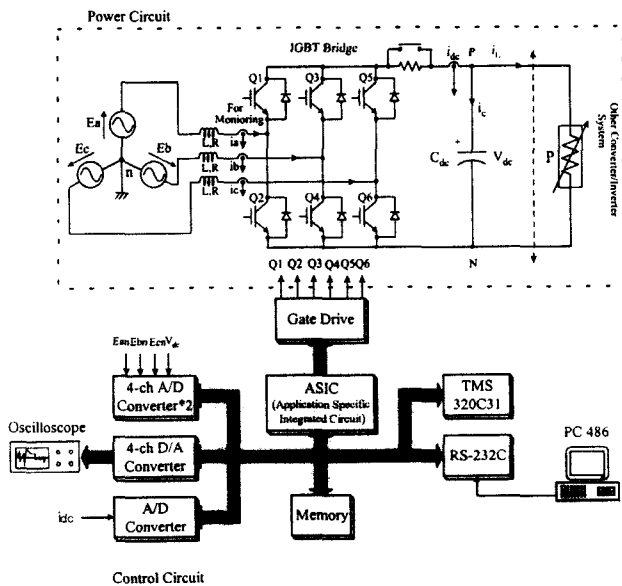


그림 12 실험 장치 구성도  
 Fig. 12 Experimental configuration.

표 2 시스템 파라미터  
 Table 2 System Parameters

Parameters	Value
Input Inductance(L)	1.3mH
DC-link Capacitor(C)	13000 $\mu$ F
Input Voltage(E)	230V, 60Hz
Load Resistance	14 ohm
T <sub>sample</sub>	200 $\mu$ sec
DC-link Voltage	370V

머 인터럽트를 통하여 유효벡터의 중앙에서 샘플링 되도록 되어서 이를 위한 별도의 복잡한 추가회로를 구성할 필요가 없다 [8][14]. 적절한 샘플링을 확보하기 위한 최소인가 시간  $t_{min}$ 은 10 $\mu$ s로 하였다. 이는 쉽게 증가시키거나 감소시킬 수 있다. 표 2는 시스템 파라미터를 보여준다. 입력전압이 다소 높은 것은 시험 장소의 전압이 정상치 보다 높기 때문이다.

그림 13의 Sa, Sb, Sc는 PWM 신호, SC는 A/D 변환의 시작 신호이다. 즉 SC 신호가 Low로 될 때 A/D변환을 시작하며 변환 시점은 유효벡터의 중앙에서 시작됨을 보여주며, DC-link 단락검출을 위한 전류는 영벡터  $V(000)$ 에서 검출된다.

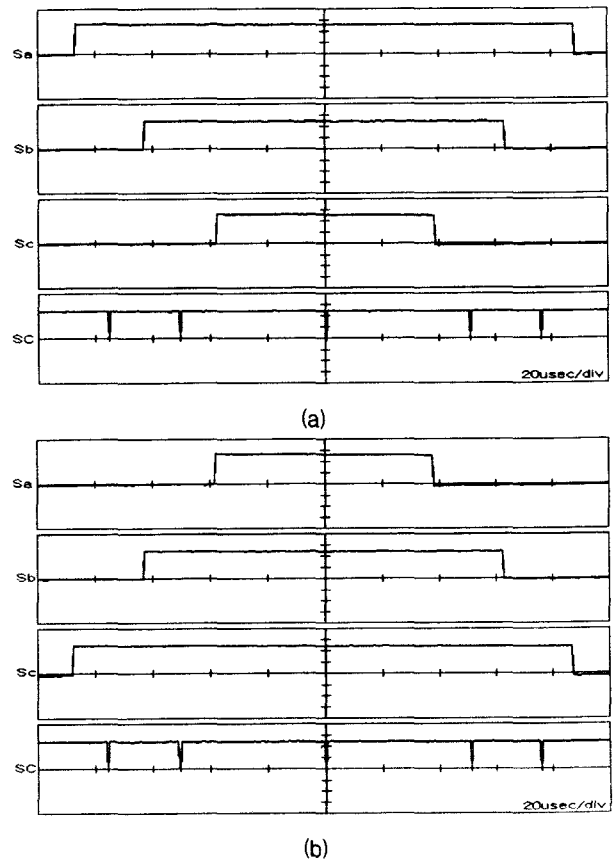


그림 13 DSP로부터의 PWM신호와 샘플링 신호  
 Fig. 13 PWM signals and sample signals from the DSP.  
 (Sa, Sb, Sc: PWM signals of each arms, SC: starting conversion signal in A/D converter)



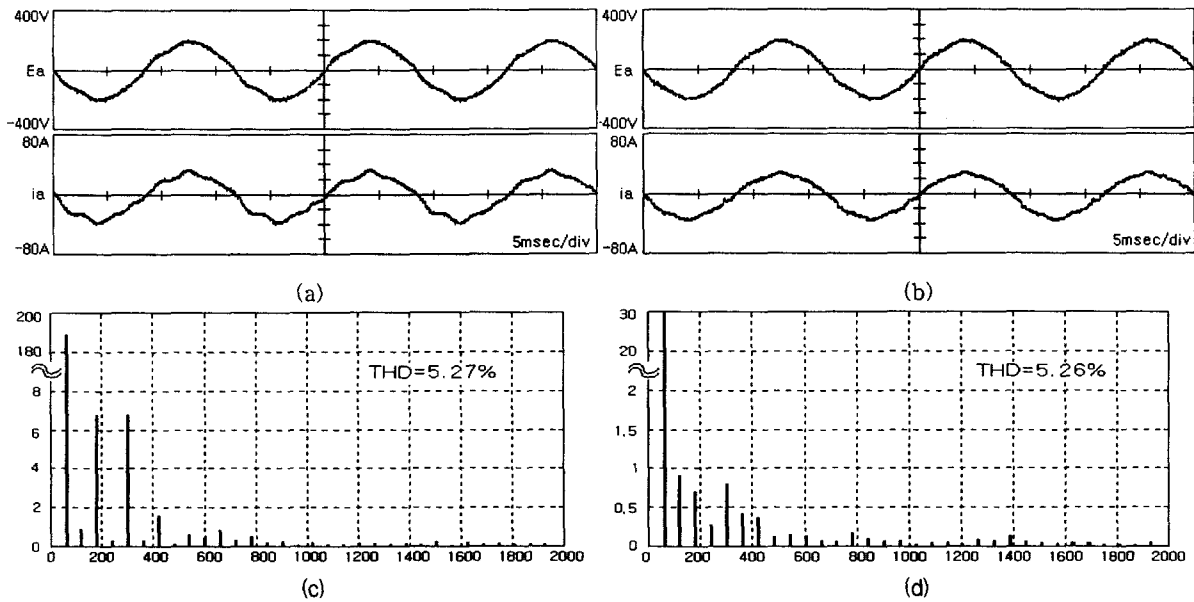


그림 14 지연보상 전후의 입력전압, 전류파형과 주파수분석

Fig. 14 Input voltage, current waveforms before & after delay compensation:

- (a) The waveform before delay compensation; (b) The waveform after delay compensation;
- (c) The spectrum of input voltage in (b); (d) The spectrum of input current in (b).

그리고 이는 DSP내의 타이머 인터럽트 루틴에서 수행된다.

그림 14(a), (b)는 지연보상 전과 후의 정상상태 파형을 보여준다. 14(b)의 전류파형은 14(a)에 비해서 덜 왜곡됨을 보여준다. 그림 14에서 보여주듯이 파형 (c)는 입력 고조파전압 (d)는 입력 고조파전류의 주파수분석을 보여 주는 것으로 두 경우 모두 지연보상을 했을 경우이다. 입력전압과 전류의 THD는 각각 5.27%, 5.26%이다. 입력전류의 고조파가 다소 높은 것은 입력 전압 자체가 고조파를 많이 함유하기 때문이다. 단일 전류센서 전류기법의 타당성을 입증하기 위하여 기존의 2개의 전류센서를 사용한 방법과 단일 전류센서를 사용하나 어떤 조작도 하지 않은 경우를 비교하였다.

다음으로는 DC전류 센서로부터 입력전류를 재구축하는 실험으로 유효벡터 인가시간이 너무 짧아 입력전류를 재구축할 수 없을 경우 이전 주기에서 재구축된 전류가 입력전류의 검출 값으로 사용된 실험이다. 이렇게 재구축된 전류  $i_{ar}$ 은 그림 15(a)에서 보듯이 입력전류가 심각하게 왜곡되는 원인이 된다. 그림 15(b)는 입력전류의 THD가 9.47%가 됨을 보여준다.

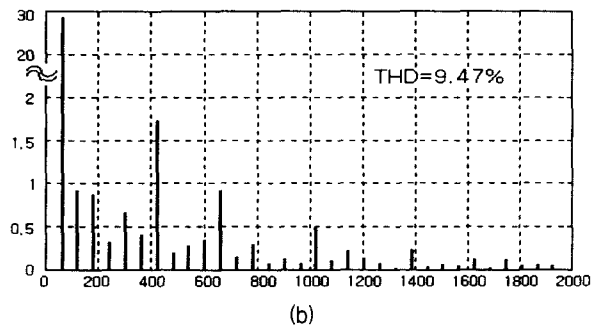
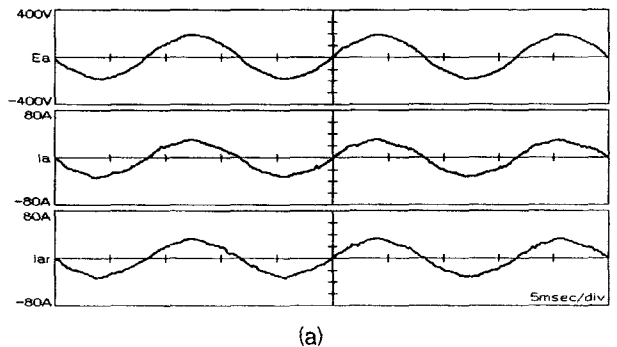
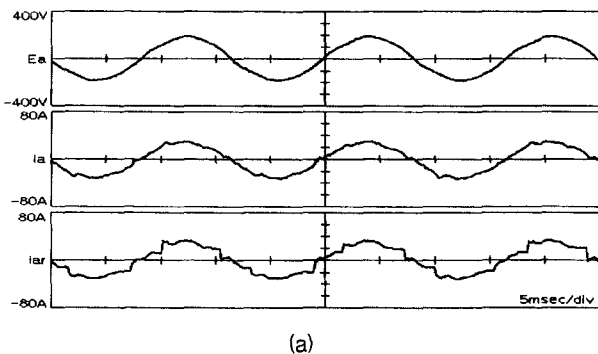


그림 15 변경되지 않은 PWM신호와 DC전류 센서에 의해 검출된 이전 전류값 사용 시 정상상태에서 전원 전압, 전류파형

Fig. 15 Source voltage and current using unmodified PWM signals and previous currents detected by a DC current sensor in the steady state: (a) The waveform of input voltage, current and reconstructed current; (b) The spectrum of a input current in (a).

그림 16은 유효벡터 인가시간이 최소시간( $t_{min}$ )보다 작은 경우 PWM 패턴을 변경하는 방법(I)을 보여준다.



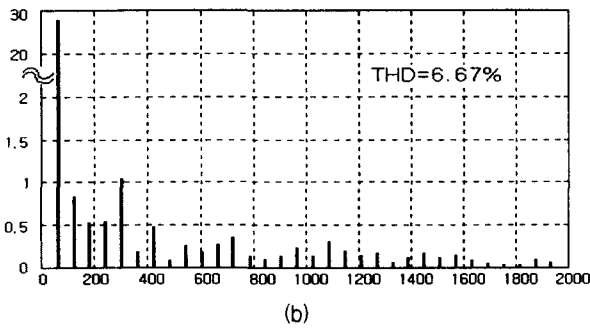


그림 16 정상 상태에서 변경된 PWM신호(I)를 사용 시 전원 전압, 전류파형

Fig. 16 Source voltage and current using modified PWM signals (I) in the steady state: (a) The waveform of input voltage, current and reconstructed current; (b) The spectrum of a input current in (a).

그 결과는 2개의 입력센서를 이용한 방법과 거의 똑같으며 그림 16(b)에서 알 수 있듯이 THD는 6.67%이다.

그림 17은 유효벡터 인가시간이 최소시간( $t_{min}$ )보다 작은 경우 변경된 PWM 신호(II)를 사용하는 방법을 구현한 것으로 재구성된 전류는 그림 17(a)에서 보듯이 그림 15(a)에 비해 왜곡되지 않았다. 그림 17(b)는 그림 17(a)의 입력전류의 THD가 6.78%임을 보여주며 이는 2개의 입력센서를 사용한 결과와 거의 같다.

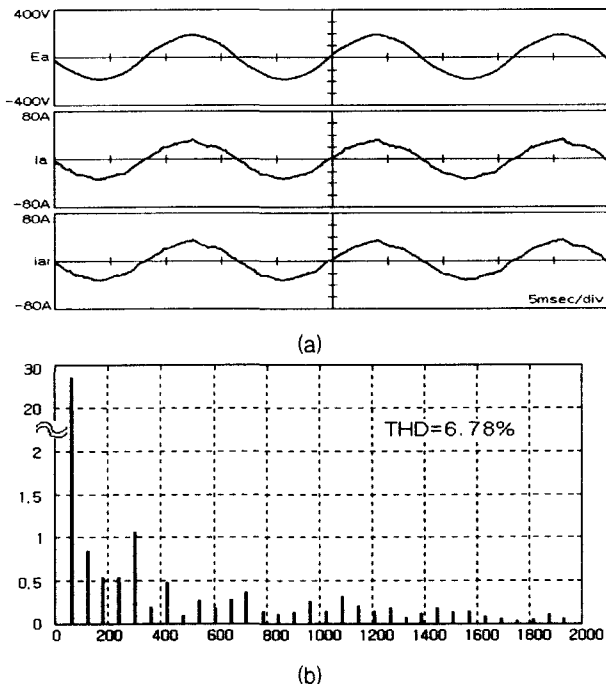


그림 17 정상 상태에서 변경된 PWM신호(II)를 사용 시 전원전압, 전류파형

Fig. 17 Source voltage and current using modified PWM signals (II) in the steady state: (a) The waveform of input voltage, current and reconstructed current; (b) The spectrum of a input current in (a).

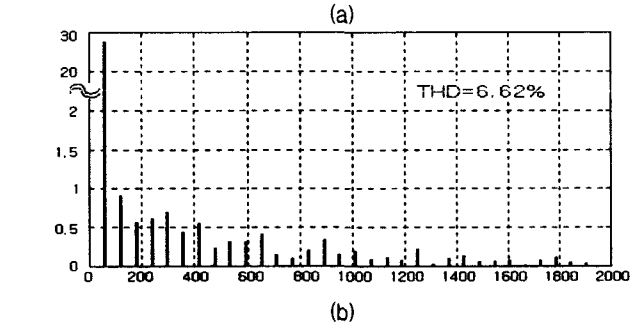
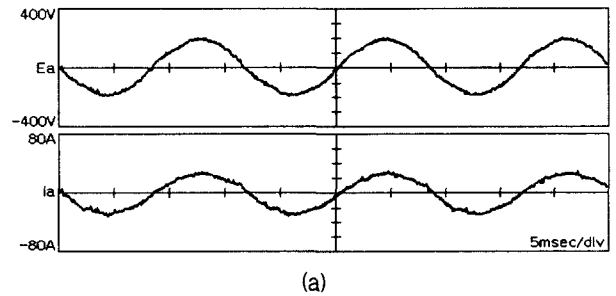
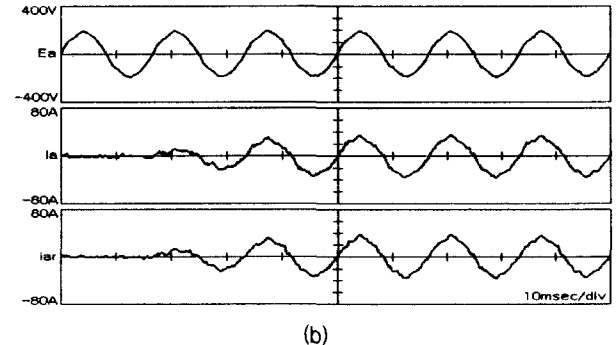
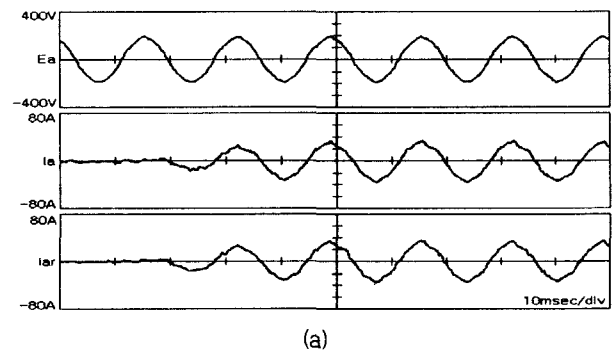


그림 18 정상 상태에서 예측상태 관측기를 사용 시 전원전압, 전류파형

Fig. 18 Source voltage and current using the method of the predictive state observer in the steady state: (a) The waveform of input voltage, current; (b) The spectrum of input current in Fig. 17(a).

그림 18(a)은 정상상태에서 예측상태 관측기를 사용 시 얻어진 입력전압, 전류파형을 보여준다. 그림 18(b)는 그림 18(a)에서 입력전류의 주파수분석을 보여준다(THD= 6.62%). 이들 파형 역시 그림 17과 유사하며 2개의 입력전류 센서를 결과와 유사하다. 이는 본 논문에서 제안된 방식의 타당성을 입증해준다.



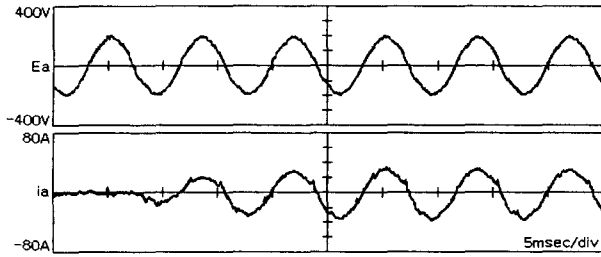


그림 19 부하전류 23A 인가 시 스텝응답  
 Fig. 19 Step response when load current of 23 A is applied:  
 (a) When modified PWM signals(I) were used;  
 (b) When modified PWM signals(II) were used;  
 (c) When predictive state observer was used.

그림 19는 0에서 23A의 스텝부하가 인가 시 입력전압, 입력전류, 재구축된 전류파형을 보여준다. 그림 19(a)는 변경된 PWM 신호(I), 그림 19(b)는 변경된 PWM 신호(II), 그림 19(c)는 예측상태 관측기가 사용 시의 파형이다. 결과는 그림 16, 17, 18과 유사하다.

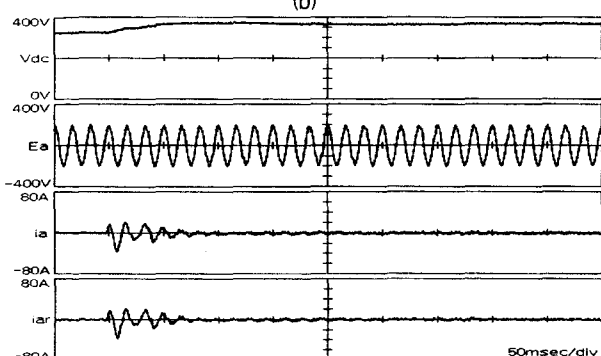
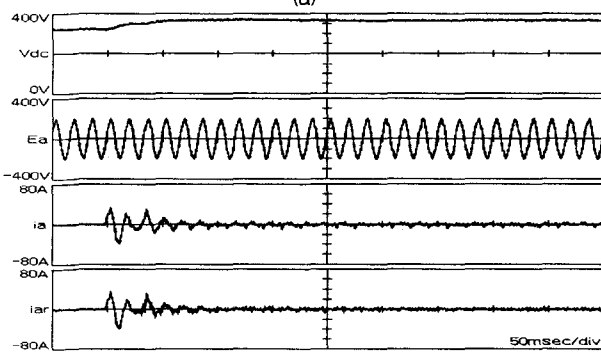
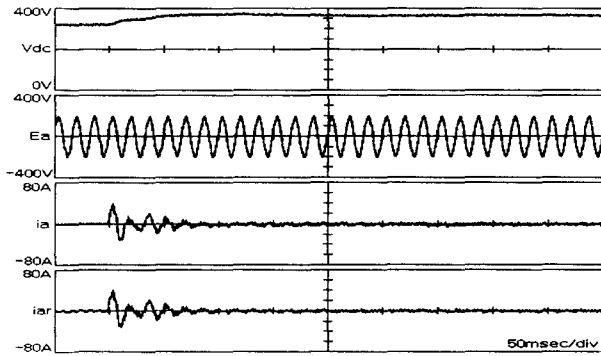


그림 20 PWM 컨버터 동작 시 ( $V_{dc}$ : 320V  $\rightarrow$  370V)  
 Fig. 20 Starting-up when the reference DC-link voltage is set 370Vdc: (a) When modified PWM signals(I) was applied; (b) When modified PWM signals(II) was applied; (c) When predictive state observer was applied.

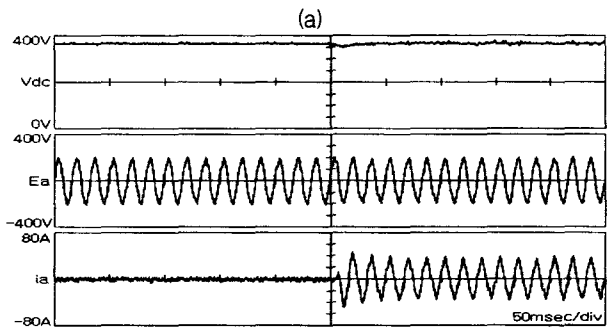
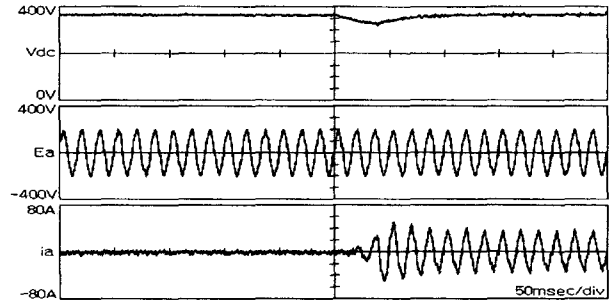


그림 21 스텝부하 인가 시 과도응답  
 Fig. 21 Transient response when the step load was applied:  
 (a) When two input current sensors were used without feed-forward of load current;  
 (b) When single current was used with feed-forward of load current.

그림 20은 PWM 컨버터 동작 시 즉, 입력전압을 단순히 전파정류 했을 때 전압은 약 320V<sub>dc</sub>가 되는데 DC-link 전압 지령치를 370V<sub>dc</sub>로 했을 경우 컨버터가 동작 할 때의 파형으로 DC-link 전압, 입력전압, 입력전류, 재구축된 전류파형을 보여준다. 그림 20(a)는 변경된 PWM 신호(I), 그림 20(b)는 변경된 PWM 신호(II), 그림 20(c)는 예측상태 관측기가 사용 시의 파형이다.

그림 21은 23A의 스텝 부하가 인가 시 DC-link 전압, 입력전압, 입력전류 파형을 보여준다. 그림 21(a)는 2개의 입력 센서가 사용되나 DC부하전류 센서가 없어 부하전류 전향보상이 안 된 경우이고, 그림 21(b)는 비록 단일 전류센서 사용하나 부하전류 전향보상까지 한 경우이다. (a)인 경우 DC-link 전압은 370V<sub>dc</sub>에서 320V<sub>dc</sub>까지 떨어지며 응답시간은 약 70-80msec이다. (b)인 경우 DC-link전압은 370V<sub>dc</sub>에서 350V<sub>dc</sub>까지 떨어지며 응답시간은 약 20msec 이나다.

그림 22는 고정 좌표계에서 컨버터측 전압  $V_q^*$ ,  $V_d^*$  의 X-Y Display를 보여준다. 그림 22(a)는 DC전류 센서를 사용하여 전류를 재구축 하나 유효 벡터가 최소시간보다 짧을 경우 이전 값을 사용하는 경우로, 스위칭 영역이 I에서 VI로 차례로 변환 때마다 기준 전압 벡터는 6개의 벡터 중 한군대를 지나가게 되어, 유효벡터인가 시간이 최소인가 시간보다 작은 경우가 6번 발생됨을 알 수 있다. 그림 22(b), (c), (d) 변경된 PWM 신호(I, II, III, IV)의 X-Y Display를 보여준다.

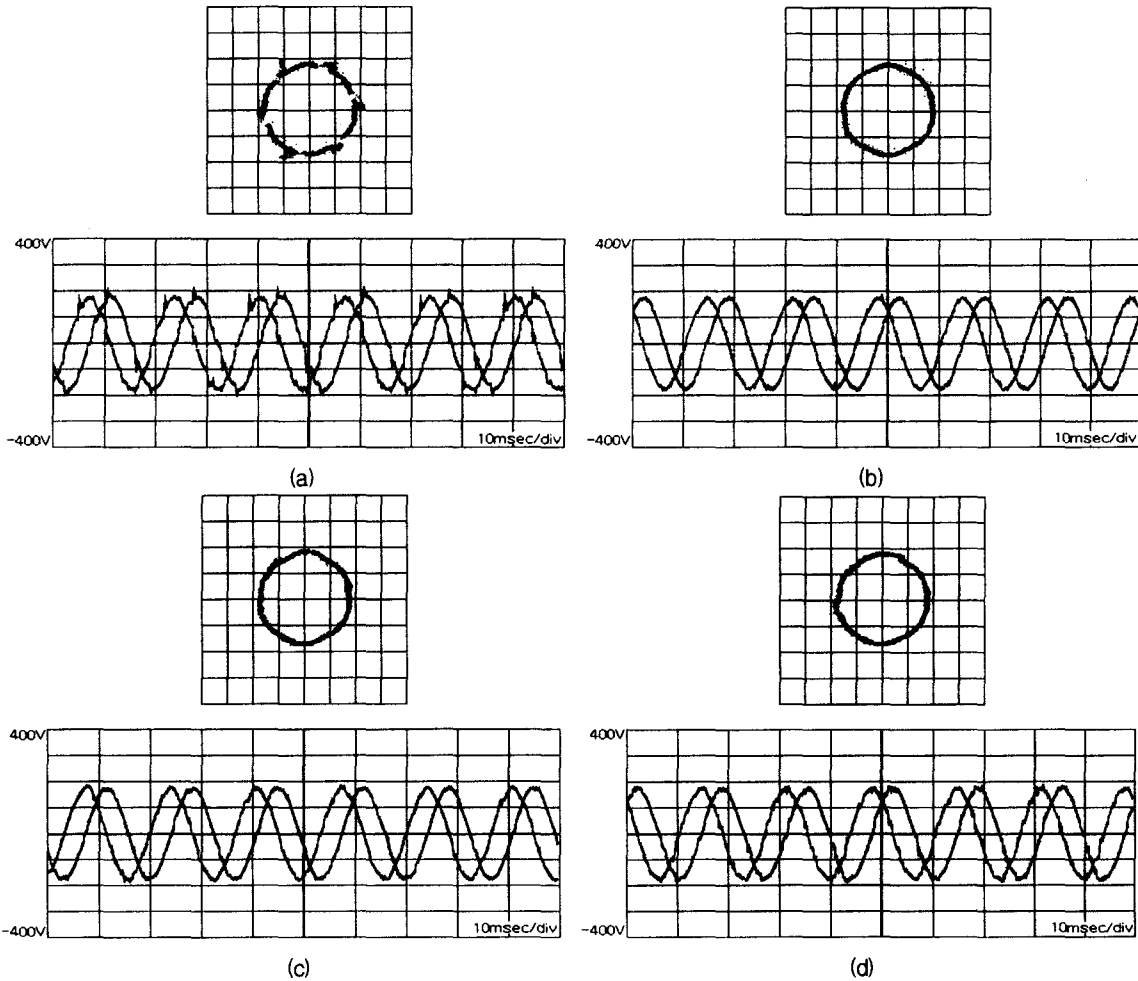


그림 22 X-Y 디스플레이(X축:  $V_\alpha^s$ , Y축:  $V_\beta^s$ , 100V/div)

Fig. 22 X-Y displays: (X-axis:  $V_\alpha^s$ , Y-axis:  $V_\beta^s$ , 100V/div)

- (a) When unmodified PWM signals and previous current detected from a DC current sensor was used;
- (b) When modified PWM signals(I) was used
- (c) When modified PWM signals(II) was used;
- (d) When predictive state observer was used.

II)와 예측상태 관측기를 사용할 때의 파형이다.

### 7. 결 론

본 논문은 DC-link 단에 단일 전류센서를 사용 시 3상 전압원 PWM 컨버터의 제어방법에 대하여 논하였다. DC-link 전류로부터 3상전류를 재구축하는 PWM 변조 전략이 주어졌다. 3상전류를 재구축 할 수 없을 때 세 가지 방법이 논의되었다. 그들 중 2가지는 PWM 컨버터의 스위칭 상태를 변경하는 것이고 이들 두 가지 방법 모두 인가되는 평균전압의 변화 없이 변경시키는 것이다. 또 다른 방법은 예측상태 관측기를 사용하는 것이다. 샘플링 지연에 대한 보상과 스위칭 주기의 중앙에서 입력전류의 동시 샘플링 하는 기법이 논의되었고, 이들 방법은 모든 실험에 적용되었다. 실험결과가 이들 방법의 타당성을 입증한다. 비록 이들 방법이 3상 전압원 PWM 컨버터에 사용되었지만, 어떤 형태의 PWM 인버터에 적용 가능하리라 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] A.B. Plunkett. A Current-controlled PWM Transistor Inverter Drive, *Proceed of IAS 1979 Annual Meeting*, pp. 785-782, 1979.
- [2] H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh. Control Strategy of Active Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters, *IEEE Trans. on IA*, Vol. IA-22, No.3, pp. 460-465, 1986.
- [3] Brod, D. M., and Novotny, D. W., Current control of VSI-PWM inverters, *IEEE Trans. on IA*, Vol. IA-21, 1985, pp. 562-570.
- [4] T.M. Jahns. Motion Control with Permanent-Magnet AC machine, *Proceed of the IEEE*, Vol. 82, No.8, pp.1241-1252, August 1994.
- [5] T.C. Green, B.W. Williams. Derivation of Motor Line-current Waveforms from the DC-link Current of an Inverter, *IEE Proceedings B*, Vol.136, No.4, pp.196-203, July 1989.

[6] M. P. Kazmierkowski and H. Tunia, *Automatic Control of Converter-fed Drives*, 1994.

[7] J.F. Mognihan, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J. M. D. Murphy, Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *Proceed. of EPE 91*, Vol.3, pp. 641-646, 1991.

[8] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen. Single Current Sensor Technique in the DC-link of Three-Phase PWM-VS Inverters A Review and the Ultimate Solution, *Proceed. of IAS 96*, pp. 1192-1202,1996.

[9] W.C. Lee, T.K. Lee, A Novel Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Single Current Sensor, *IEEE Trans. on PE*, no. 5, pp. 861-870, 2000. 9.

[10] J. F. Mognihan, S. Bolognani, R.C. Kavanagh, M.G.Egan, J. M. D. Murphy, Single Current Control of AC Servo Drives Using Digital Signal Processors, *Proceed. of EPE 93*, Vol. 4, pp.415-421, 1993.

[11] Katsuhiko Ogata, *Discrete-time Control System*, 2nd Edition Prentice Hall, pp. 421-430.

[12] Moynihan, J.F. et al., State observer based indirect current detection for PM synchronous servo drives, *Prec. ICEM*, Manchester, pp. 617-621, 1991.

[13] W.C. Lee, T.K. Lee, Single Sensor Current Control of A Three-Phase Voltage-Source PWM Converter Using Predictive State Observer, in *Proceed. IEEE IECON 99*, pp.791-796 1999.

[14] J.K. Pedersen, F. Blaabjerg., An Ideal PWM-VSI Inverter Using only One current Sensor in the DC-link. *Proceed. of PEVD94*, pp.458-464, 1994.

## 저 자 소 개



이 우 철 (李 雨 哲)

1964년 3월 24일 생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1988~1998 효성중공업(주) 기술연구소 근무. 1995~현재 동 대학원 박사과정(공박).  
Tel : 02-2290-0341, Fax : 02-2297-1569  
E-mail : woocheol@ihanyang.ac.kr



현 동 석 (玄 東 石)

1950년 4월 8일. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대 교환교수. 1988년~1989년 민헨공과대 교환교수. 현재 한양대 공대 전기전자공학과 교수  
Tel : 02-290-0345, Fax : 02-290-0532  
E-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr



이 택 기 (李 宅 基)

1963년 9월 4일 생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1993년 동 대학원 졸업(공박). 1994년~1996년 서남대 전기공학과 전임 강사. 1996년~현재 한경대 전기공학과 부교수.

Tel : 031-670-5292, Fax : 031-670-5015  
E-mail : tklee@hnu.hankyong.ac.kr