

예측 상태 관측기를 이용한 3상 전압 원 PWM 컨버터의 단일 센서 전류 제어

李雨哲, 玄東石

Single Sensor Current Control of a Three-Phase Voltage-Source PWM Converter Using Predictive State Observer

Woo-Cheol Lee, Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문에서는 DC link단에 단일 전류 센서를 사용한 3상 전압 원 PWM 컨버터의 제어 방법에 대해서 제안하고, DC link 전류로부터 3상 전류를 재 구축하는 PWM 변조 전략을 제시한다. 단일 전류 센서를 사용하여 3상 전류를 재 구축시 문제점은 2개의 유효 벡터중 1개 또는 2개의 유효벡터가 아주 짧은 시간 동안 인가 되었을 때로 이 경우에는 3상 전류를 적절히 재 구축할 수 없게 된다. 이런 경우에는 예측 전류 제어기를 사용하여 모든 동작 조건에서 믿음만한 3상 전류를 재 구축한다. 또한 디지털 제어로 인한 지연에 대한 보상도 제시 된다. 본 논문에서는 3상 PWM 컨버터 제어시 예측 상태 관측기를 사용한 단일 센서 전류 제어가 논의되며 실험 결과로 입증된다.

ABSTRACT

This paper proposes a control method for three-phase voltage-source PWM converter with only single current sensor in DC link. A PWM modulation strategy for reconstructing three phase currents from the DC link current is given. A predictive current controller for the voltage-source PWM converter is used so that all phase currents can be reconstructed in a switching period although one or two of active vectors are applied only for a short time. Compensation of the 2 step delay is also incorporated. In this paper single sensor current control using predictive state observer for three-phase PWM converter will be discussed, and verified with the experimental results.

Key Words: Predictive state observer, Compensation, 2 Step delay, Active vectors

1. 서 론

교류를 직류로 변환해주는 장치로 다이오드 정류기나 사이리스터를 이용한 위상 제어 정류기가 사용되어 왔다. 그러나 이러한 정류기는 사이리스터의 점호 각이 증가함에 따라 역률은 감소하고, 입력 전류에 저 차 고조파가 유입되며, 부하 측의 잉여 전력을 처리하기 위하여 별도의 장치가 필요하게 된다. 이에 비하여 3상 전압형 PWM 컨버터는 첫째로, 입력 전류를 정현적으로 제어 할 수 있어

입력 전류의 저 차 고조파 성분을 감소시킬 수 있고 둘째로, 입력 전압과 동상으로 입력 전류를 제어 할 수 있으며 셋째로, DC 전압을 승압 시킬 수 있고 부하 변동에 대해 일정하게 유지 할 수 있으며 넷째로, 부하 측의 잉여 전력을 DC 전압의 변동 없이 교류 전원 측으로 회생시킬 수 있다.^[1-2] 이러한 장점들로 인해 3상 전압 원 PWM 컨버터는 사용이 증가하고 있으며, 연구도 활발히 진행되고 있다. 그러나 이러한 PWM 컨버터를 구현하기 위하여 승압형 리액터, 스위칭 소자인 IGBT, 전류 검출 센서, 제어

회로 등의 부가 장치가 필요하다. 특히 전류 센서는 입력 상 전류를 정확히 검출하고 제어하기 위하여 필요하다. 대개의 경우 전류 제어를 위해 최소한인 2개의 전류센서를 사용하는 CRPWM(Current Regulated Pulse Width Modulation)이 사용된다. 또한 DC측 단락과 부하 전류 검출을 위해서는 별도의 전류 센서가 필요하다. 그래서 고가의 전류 센서의 수를 줄이고자 하는 연구가 특히 전동기 구동 응용 분야에서 활발히 진행되고 있다.^[3]

여러 가지 인버터 스위치 상태에서 DC link 전류와 상 전류 사이에서의 관계는 이미 보고되었다.^[4] 즉 PWM 주기마다 주어진 전압 벡터에 관한 정보를 이용하여 2상의 입력 전류의 값을 DC link 전류로부터 알 수 있는 것이다. 그러나 어떤 조건하에서, 즉 PWM 주기 내에 유효 벡터가 아주 짧은 시간동안 존재 할 때는 DC link 전류로부터 두상 전류를 알아 낼 수 없는 문제가 발생한다. 그러므로 유효 벡터에 대한 최소한의 시간이 확보가 돼야만 주어진 변조 싸이클에서 정확한 DC 전류를 검출 할 수 있다. 본 논문에서는 유효 전압 벡터가 최소인가 시간 보다 작아 제어 성능을 떨어뜨리는 경우 예측 상태 관측기를 이용하여 그 문제를 해결하였다. 또한 DC link 전류를 검출해 입력 전류를 재구축 시 2 스텝 지연이 필연적으로 발생하는데 이에 대한 해결 방안을 제시한다. 그리고 실험 결과를 통해 그 유용성을 증명한다.

2. 3상 전압 원 PWM 컨버터의 수학적 모델링

2.1 수학적 모델링

3상 전압 원 PWM 컨버터의 회로 구성은 그림 1과 같고, 3상 입력 전원 전압은 대칭, 입력 전류의 합이 영이며, 각상의 리액터, 유효 저항이 동일한 경우 다음과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$Lp\mathbf{I}_{abc} + R\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{V}_{abc} = \mathbf{E}_{abc} \quad (1)$$

$$i_{dc} = \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{I}_{abc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2)$$

$$CpV_{dc} = i_{dc} - i_{load} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{X}_{abc}^T = [X_a, X_b, X_c](X \in I, V, E, S)$ \mathbf{I} 는 입력 전류 벡터, \mathbf{V} 는 컨버터 출력 전압 벡터, \mathbf{E} 는 입력 전압 벡터, i_{dc} , V_{dc} , I_{load} 는 각각 DC 전류, DC 전압, 부하 전류를 나타낸다. \mathbf{S} 는 스위칭 함수, p 는 시간에 대한 미분 연산자이다. 3상의 입력 전압, 입력 전류, 컨버터 변조 전압은 식(4)를 이용하여 정지 좌표 계에서의 공간 벡터 량으로 변환 할 수 있다.

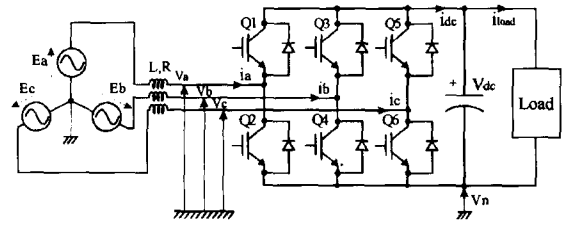


그림 1 3상 PWM 정류기
Fig. 1 Three-phase PWM rectifier system

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

$$p\mathbf{I}_{dq}^s = \mathbf{A}\mathbf{I}_{dq}^s + \mathbf{B}(\mathbf{E}_{dq}^s - \mathbf{V}_{dq}^s) \quad (5)$$

여기서 $[\mathbf{X}_{dq}^s]^T = [X_d^s, X_q^s]$, $\mathbf{A} = -\frac{R}{L}\mathbf{I}_2$, $\mathbf{B} = \frac{1}{L}\mathbf{I}_2$ 이다. 그리고 \mathbf{I}_2 는 2×2 단위 행렬이다. 식 (5)는 다음과 같은 미분 방정식으로 표시 할 수 있다.

$$\mathbf{I}_{dq}^s(n+1) = \Phi\mathbf{I}_{dq}^s(n) + \Gamma(\mathbf{E}_{dq}^s(n) - \mathbf{V}_{dq}^s(n)) \quad (6)$$

여기서 $\Phi = e^{A\Delta T}$, $\Gamma = \int_0^{\Delta T} e^{AS} dSB$ 이다.

2.2 예측 상태 관측기

상태 관측기는 다음 샘플링 순간 실제 전류 벡터를 구할 수 있다. 단순한 open loop 관측기는 식 (6)으로 구할 수 있다.^[5] 그러나 초기 추정치 또는 PWM 정류기의 파라미터 값의 오차로 인한 영향으로 부적절한 추정치가 얻어 질 수가 있다. 그래서 추정 오차에 비례하는 부가적인 항을 사용하여 식 (7)처럼 closed loop 관측기를 구성 할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{I}}_{dq}^s(n+1) = \Phi\hat{\mathbf{I}}_{dq}^s(n) + \Gamma[\mathbf{E}_{dq}^s(n) - \mathbf{V}_{dq}^s(n)] + K_0[\mathbf{I}_{dq}^s(n) - \hat{\mathbf{I}}_{dq}^s(n)] \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{I}_{dq}^s(n)$ 측정된 전류 벡터이다. 만약 입력 전류를 직접 측정 할 경우 이 값은 식 (4)로 구할 수 있다. 그러나 단일 전류 센서를 사용할 경우 $\mathbf{I}_{dq}^s(n)$ 의 직접적인 계산은 할 수가 없게 된다. 그래서 이 값은 DC link 전류를 스위칭 상태에 따라 재구축 된 전류 값이 사용된다. 관측기 이득은 K_0 는 폐 loop 관측기 극이 적당한 위치에 있게 선정한다.^[6]

3. 샘플링 지연에 대한 보상

단일 전류 센서를 사용하여 입력 상 전류의 재구축 시 2샘플링 지연이 필연적으로 발생된다. 즉 T_{n-1} 시점에서의 전압, 전류 값이 T_{n+1} 시점에서 PWM 컨버터의 전압, 전류 기준 값을 결정하는데 사용되기 때문이다. 그러나 샘플링 되는 전압, 전류 값을 그림 2에서 설명되었듯이 식 (8)를 이용하여 보상할 수 있다.

$$X_{abc}(n+1) = 2 \times X_{abc}(n) - X_{abc}(n-1) \quad (8)$$

그림 3은 입력전압을 Feedback 받을 때 샘플링 지연이 보상된 때와 보상되지 않은 때의 입력 전압 파형이다.

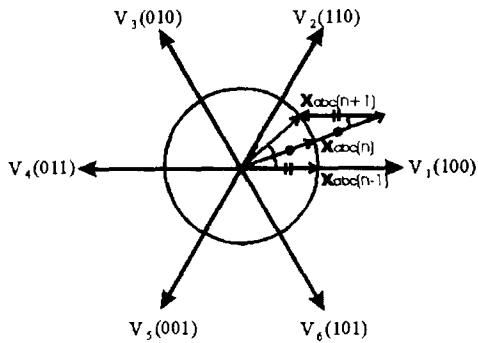


그림 2 샘플링 지연에 대한 보상
Fig. 2 Compensation for the sampling delay

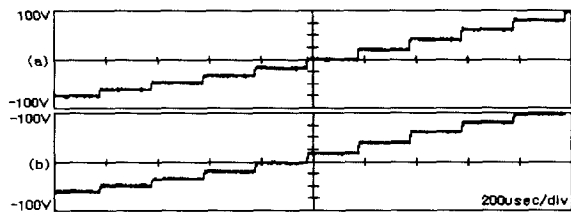


그림 3 샘플링 지연 보상 전 후 입력 전압 파형
(a:보상 전, b:보상 후)
Fig. 3 Waveform before and after delay compensation
(a: before compensation, b: after compensation)

4. 전류 재구축을 위한 기본 원리

전류 방향을 결정하는 전압 벡터 패턴은 그림 4와 그림 5에 나타나 있다. 이 그림에서 유효 벡터 각각에 해당되는 전류 흐름은 굵은 선으로 표시가 된다. 그림 4(a)에서 알 수 있듯이 전압 벡터 $V_7(000)$ 과 $V_1(100)$ 가 가해질 때, 해당되는 전류의 흐름은 그림 4(b)와 그림 4(c)에 보여진다. 그림 5는 전류 i_a 가 역 방향으로 흐를 때를 보여준다. DC link 전류

표 1 유효 전압 벡터에 따른 DC link 전류
Table 1 DC link current corresponding to active voltage vectors

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
$V_8 = (111)$	0

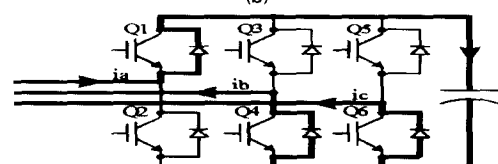
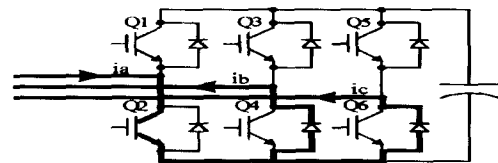
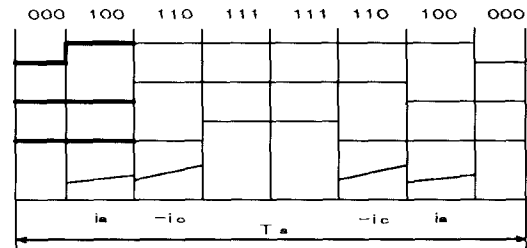


그림 4 영역 I에서 PWM 신호와 DC link 전류

- (a) PWM 신호
- (b) 전압 벡터 $V_7(000)$ 인가 시
- (c) 전압 벡터 $V_1(100)$ 인가 시

Fig. 4 PWM signals and DC link current in sector I

- (a) PWM signals
- (b) When voltage vector $V_7(000)$ is applied
- (c) When voltage vector $V_1(100)$ is applied

센서로부터 상 전류의 재구축은 두 개의 유효벡터가 적어도 샘플링 되기에 충분한 시간동안 존재 할 때만이 가능하다. 즉, DC 전류 센서로부터 측정된 값을 사용하여, 하나의 유효

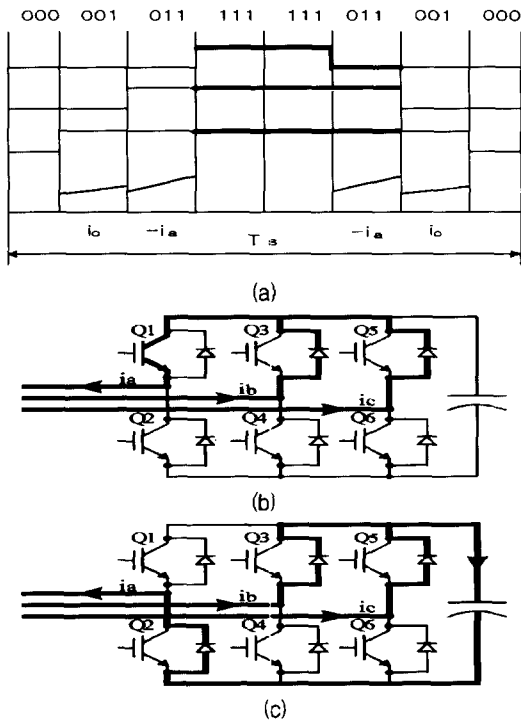


그림 5 영역 I에서 PWM 신호와 DC link 전류
 (a) PWM 신호
 (b) 전압 벡터 $V_8(111)$ 인가 시
 (c) 전압 벡터 $V_4(011)$ 인가 시
 Fig. 5 PWM signals and DC link current in sector I
 (a) PWM signals
 (b) When voltage vector $V_8(111)$ is applied
 (c) When voltage vector $V_4(011)$ is applied

전압 벡터는 한 상 전류를 재 구축하기 위하여 사용되고, 또 다른 전압 벡터는 다른 상 전류를 구축하기 위하여 사용된다. 즉, 비록 단일 DC link 전류 센서가 사용되더라도 서로 다른 유효 벡터로 구성되는 각각의 스위치 상태는 상 전류에 대한 정보를 제공해 준다. 또한 영 벡터 $V_8(111)$ 동안 DC link로부터 상 전류에 대한 정보는 DC link 단 단락 검출을 위하여 사용될 수 있다. 인가된 유효벡터와 DC link 센서로부터 측정된 상 전류 사이의 관계는 표 1에서 알 수 있고, 이 표는 6개의 유효 벡터와 2개의 영 벡터로 이루어지는 8개의 전압 벡터로 구성 되어 있다.

5. 단일 전류 검출의 문제점

단일 전류 센서를 이용해 3상 입력 전류를 재구축하기 위해서는 유효 벡터가 식 (9)처럼 최소한의 폭을 가지고 있어야 한다.

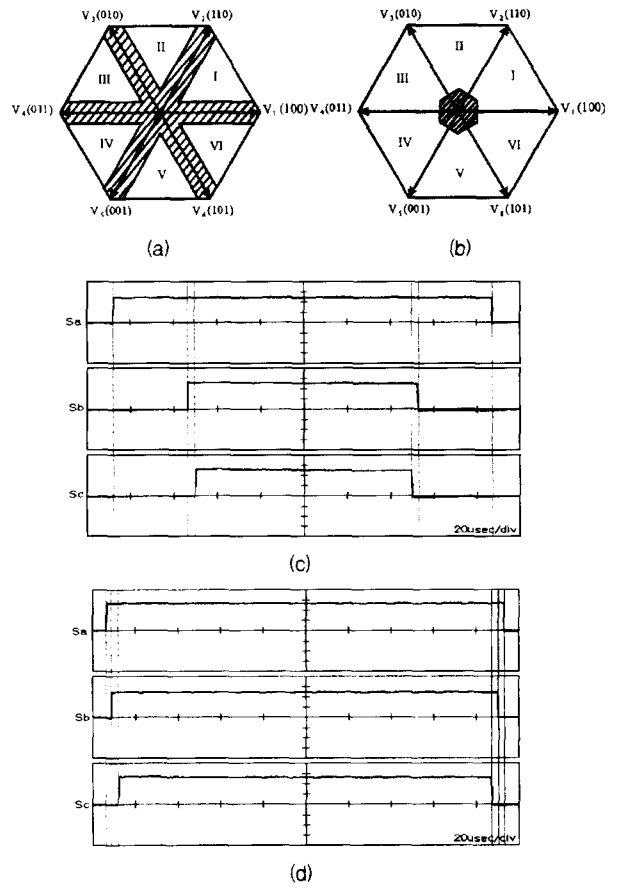


그림 6 입력 상 전류를 재구축 할 수 없는 영역
 (a) 기준 전압벡터가 6개의 가능한 벡터중 한곳을 지날 때
 (b) 부족 변조 영역인 경우
 (c) (a)인 경우 3상 PWM 신호의 예
 (d) (b)인 경우 3상 PWM 신호의 예
 Fig. 6 Voltage vector area not detected input phase current
 (a) When a reference voltage passes one of possible six Vectors
 (b) In case of low modulation index
 (c) Example of three PWM-signals for (a)
 (d) Example of three PWM-signals for (b)

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

데드 타임, t_d , 는 DC link 측의 단락을 방지하기 위하여 필요하다. 일정 확립(settling) 시간, t_{sett} , 는 또한 DC link 전류가 샘플링 되기 전 확실히 확립되기 위하여 유지 되어야 만 한다. 여기에는 IGBT 와 게이트 드라이브 회로의 지연 시간 등이 포함된다. t_{conv} , 는 A/D 변환 시간을 나타낸다.

그러나 기준 전압 벡터가 6개의 유효 벡터 영역을 지나갈 때 와 부족 변조인 경우(low modulation index) 최소한의 시간을 확보하기가 어렵게 된다. 전자의 경우 그림 6(a)에서 빗금 친

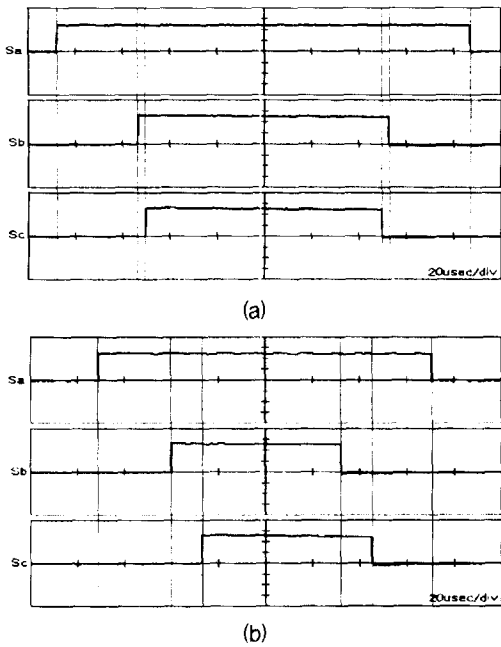


그림 7 PWM 신호
 (a) 변경되지 않은 PWM 신호
 (b) 논문 7에서 제안된 변경된 PWM 신호
 Fig. 7 PWM signals
 (a) Non-modified signals
 (b) Modified signals proposed in [7]

영역에 해당되는데 이 영역은 스위칭 영역이 I에서 VI까지 차례로 변함에 따라 기본 주기마다 6번 발생된다. 즉 영역이 변할 때마다 기준 전압 벡터는 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지나게 되고 그 영역 주위에서 2개의 유효 벡터 중 하나가 최소시간보다 작은 시간이 인가된다. 따라서 한 상의 전류만이 정확히 재구축될 수 있다. 이 예는 그림 6(c)에 설명이 되는데, 즉 기준 전압 벡터가 영역 I, $V_1(100)$ 벡터 근처에 있는 경우로 이 전압 벡터는 $V_1(100)$, $V_2(110)$ 영 벡터로 나누어 질 수 있다.

$V_1(100)$ 벡터는 인가 시간이 충분해 $+i_a$ 전류를 재구축할 수 있으나 $V_2(110)$ 벡터는 인가 시간이 불충분해 $-i_c$ 를 재구축할 수 없다. 후자인 경우 부족 변조인 경우를 설명하는 경우로 그림 6(b)에 의해 설명이 된다. 이 예는 그림 6(d)에 설명이 되는데 즉, 기준 전압 벡터가 영역 I에 있을 경우로 이 전압 벡터는 $V_1(100)$, $V_2(110)$ 영 벡터로 나누어 질 수 있다. 그러나 $V_1(100)$ 벡터, $V_2(110)$ 벡터의 인가 시간이 부족해 입력 상 전류를 재구축할 수 없다.

최근 상 전류를 정확히 재구축 하기 위한 방법이 제시되어 정류기의 전 동작 영역에서 동작 할 수 있게 하였다. 이는 스위칭 시 기준 전압 오차 없이 한 샘플링 주기 동안에 시 비율을 조정하는 것이다. 이 방법은 그림 7에 설명이 된다.^[7] 이 그림

은 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때, 기준 전압 벡터가 영역 I에 있을 경우로 전압 벡터 $V_2(110)$ 를 최소 시간만큼 인가하여 $-i_c$ 전류를 재구축하기 위한 시간을 확보하고, 다시 전압 벡터 $V_6(101)$ 를 최소 시간만큼 인가하여 스위칭 시 기준 전압의 오차 없이 한 샘플링 주기 동안에 시 비율을 조정하는 방법이다. 그러나 이 방법은 부족 변조 시 적절한 제어가 없으면 부 적절한 상 전류가 얻어 질 수밖에 없다.

6. 예측 상태 관측기로부터의 I_{dq}^s 의 계산

6.1 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때

이 경우 1상의 전류만 재구축 되므로 I_{dq}^s 를 구하기 위하여 다른 상 전류는 재구축된 전류와 이를 이용한 부분적으로 갱신된 측정 벡터(partially updated measurement vector)를 사용하여 구한다.^[6]

6.1.1 a상 전류만 재구축 시

a상 전류 i_a 의 관측기 추정치의 오차는 δ 는

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

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(\hat{i}_b - \hat{i}_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

6.1.2 b 상 전류만 재구축 시

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_a - \frac{1}{2}\delta \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - \hat{i}_c + \frac{1}{2}\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{4}\hat{i}_a + \frac{\sqrt{3}}{4}\dot{\hat{i}}_q - \frac{1}{2}\dot{i}_b \\ \frac{\sqrt{3}}{4}\hat{i}_a + \frac{1}{4}\dot{\hat{i}}_d - \frac{\sqrt{3}}{2}\dot{i}_b \end{bmatrix} \quad (11)$$

6.1.2 c 상 전류만 재구축 시

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

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_a - \frac{1}{2}\delta \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(\hat{i}_b - \frac{1}{2}\delta - \dot{i}_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{4}\hat{i}_a - \frac{\sqrt{3}}{4}\dot{\hat{i}}_q - \frac{1}{2}\dot{i}_c \\ -\frac{\sqrt{3}}{4}\hat{i}_a + \frac{1}{4}\dot{\hat{i}}_d - \frac{\sqrt{3}}{2}\dot{i}_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

6.2 부족 변조인 경우

2개의 유효 벡터가 최소 시간 보다 짧게 인가 되 입력 상 전류를 재구축 할 수 없을 경우 관측기 출력이 그대로 사용된다. 이 경우 관측기는 open loop로 동작을 하지만 계속해서 feedback 치가 인가된다.

7. 실험 결과

그림 8은 실험 장치에 대한 블록 선도이고, 전류 센서를 이용해 검출된 전류 i_a , i_b 와 i_c 는 단지 모니터링을 위한 전류이다. 표 2는 시스템 파라미터이다. d축 전류는 역률 1 제어를 위해 영으로 제어된다. 비 간섭을 위한 전향 보상이 왜란과 간섭 항을 제거하기 위하여 사용된다.

모든 알고리즘을 구현하기 위하여 하나의 명령어 수행 시간이 60ns인 32bit floating-point DSP, TMS320C31가 사용되었다. PWM 스위칭 주기는 200 μ s이다. 12bit A/D 컨버터는 DC link 전류를 검출하기 위하여 사용되는데, 변환 시간은 3.5 μ s이고, Dead time으로는 5 μ s를 주었다. 내부 타이머 인터럽트는 DC link 전류의 샘플링 순간을 결정하기 위하여 사용된다. DC link 전류는 타이머 인터럽트를 통해 유효 벡터의 중앙에서 샘플링 된다. 그러나 실제적으로 IGBT와 게이트 드라이브 회로에서의 시간 지연 약 1 μ s등이 고려되어야 한다. 적절한 샘플링을 확보하기 위하여 최소인가 시간 t_{min} 으로는 10 μ s가 사용되었다. 이는 쉽게 증가시키거나 감소시킬 수 있다.

그림 9에서는 2상 전류는 유효 벡터의 중앙에서 검출되고, DC link단 단락 검출을 위한 전류는 영 벡터, V_8 (111)에서 검출되는 것을 보여 주고, 이는 DSP 내의 타이머 인터럽트 루틴에서 수행된다. 그림 10은 DC link 전류는 각기 다른 PWM 신호에 따라 전류 값이 변화하고, 영 벡터인가 시 전류는 영이 됨을 보여준다.

그림 11, 12는 샘플링 지연을 보상 전, 후의 입력 전압, 전류 파형을 보여준다. 이 그림에서 알 수 있듯이 입력 전압 파형은 그 자체가 어느 정도 왜곡됨을 보여준다. 그리고 입력 전류 파형은 샘플링 지연을 보상했을 때가 보다 정형파에 가

표 2 시스템 파라미터
Table 2 System Parameter

Input Voltage	3 phase 220V
Output DC Voltage	DC 370V
Output rating	10kVA
Input reactor	1.3mH
DC link capacitor	13,000uF

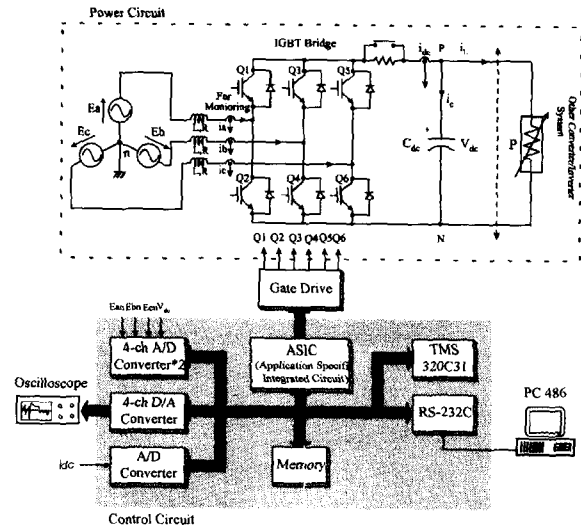


그림 8 실험 장치 구성도
Fig. 8 Experimental configuration

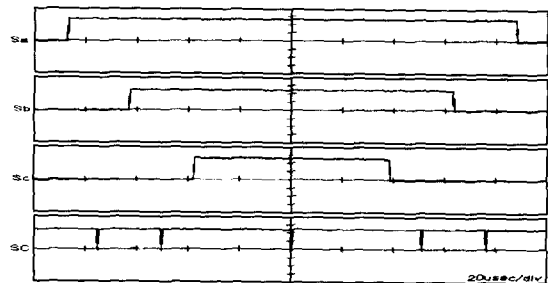


그림 9 PWM 신호와 샘플링 신호
(SC: A/D변환시작신호; Sa,Sb,Sc: 스위칭신호)
Fig. 9 PWM-signals and sample signals from DSP
(SC: start conversion signal Sa,Sb,Sc: Switching signals)

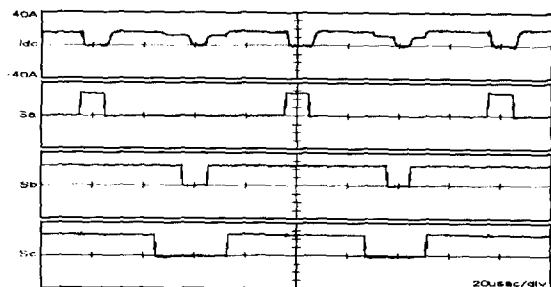


그림 10 DC link 전류와 PWM 신호
(i_{dc} : DC link 전류; Sa,Sb,Sc:스위칭 신호)
Fig. 10 Measured dc-link current and PWM
(i_{dc} : DC link current; Sa,Sb,Sc:Switching signals)

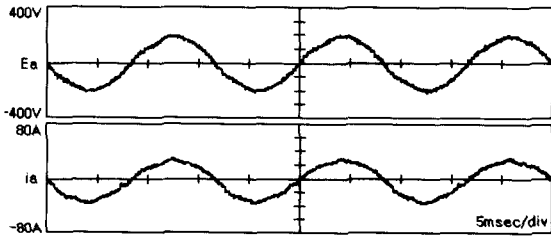


그림 11 샘플링 지연 보상 후 입력 전압, 전류 파형
(Ea: 입력 전압, ia: 입력 전류)

Fig. 11 Input voltage, current Waveform before delay compensation (Ea: input voltage, ia: input current)

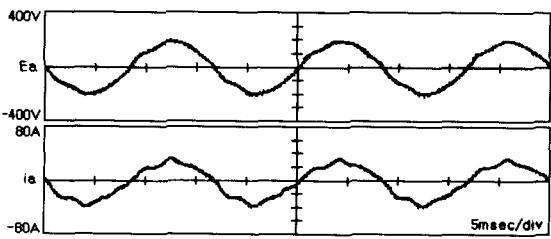


그림 12 샘플링 지연 보상 전 입력 전압, 전류 파형
(Ea: 입력 전압, ia: 입력 전류)

Fig. 12 Input Waveform before delay compensation

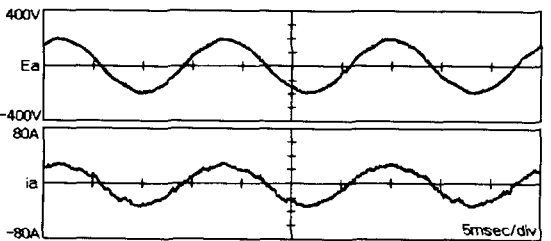


그림 13 제안된 방법에 의한 정상 상태 전압 전류
(Ea: 입력 전압, ia: 입력 전류)

Fig. 13 Steady state source voltage and current by proposed method (Ea: input voltage, ia: input current)

까워지는 것을 알 수 있다.

그림 13은 제안된 방법에 의한 정상 상태 시 입력 전압, 전류 파형이다. 그림 11에 비해 약간 왜곡됨을 보이나 정현파와 유사한 전류 파형을 보여 준다. 이때 관측기 이득 K_0 는 0.4로 설정하였다.

그림 14, 15는 스텝부하 인가 시 DC link 전압, 입력 전압, 입력 전류 파형을 보여준다. 그림 14는 입력 전류 센서를 사용하였으나 DC 부하 전류 검출용 전류 센서를 사용하지 않았을 경우로, 부하 전류를 전향 보상하지 못하여 DC link 전압이 약 350V까지 떨어짐을 알 수 있다. 그림 15는 입력 전

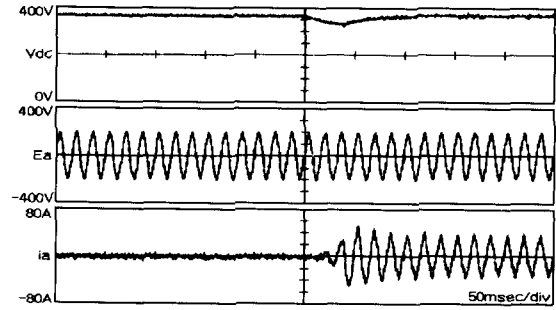


그림 14 입력센서 사용시 과도응답(부하 전류를 전향 보상하지 않은 경우 Vdc: DC link 전압, Ea: 입력 전압, ia: 입력 전류)

Fig. 14 Transient response using input current sensors (In case of no feedforward Vdc:DC link voltage, Ea:input voltage, ia: input current)

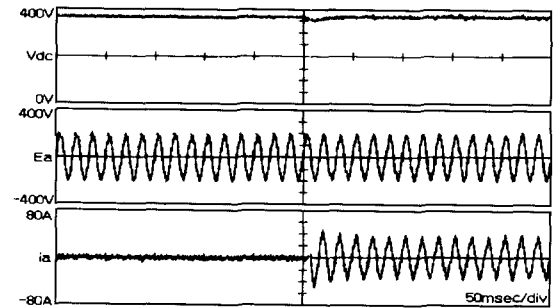


그림 15 단일 전류 센서 사용 시 시스템 부하인가에 따른 과도응답
(부하 전류를 전향 보상한 경우 Vdc: DC link 전압, Ea: 입력 전압, ia: 입력 전류)

Fig. 15 Transient response when step load is applied (In case of feedforward Vdc: DC link voltage, Ea: input voltage, ia: input current)

류 센서를 사용하지 않고 DC link단에 단일 전류 센서를 사용했을 경우로, 이 검출 전류를 부하 전류 전향 보상으로 사용한 결과 DC link 전압이 거의 떨어지지 않음을 알 수 있다. 또한 정상 상태에서도 DC 전압 일정 제어는 입력 센서를 사용했을 때와 거의 동등한 제어 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

8. 결 론

본 논문에서는 3상 전압 원 PWM 컨버터의 DC link단 전류를 PWM 스위칭 상태에 따라 샘플링 함으로써 입력 상 전류를 재구축 하는 방법과 이때 발생하는 2샘플링 지연에 대해 논의하였다. 특히 하나 또는 2개의 유효 벡터가 최소 시간보다 적게 인가되는 경우에 PWM 변조 신호를 변경하지

않고, 한 상의 전류가 재구축 될 때는 이 전류 정보를 사용하여 다른 상의 전류를 계산해 내고 한 상의 전류 마저 재구축 안될 때는 상태 관측기의 값을 이용하여 해결하였다. 이 제어 알고리즘은 DSP proto type 시스템으로 구현하였고, 단일 전류 센서를 이용해 제어를 구현 할 때와 종래의 입력 전류 센서를 사용하는 것과 비교해 정상상태나 과도상태의 특성은 큰 차이가 없음을 알 수 있었다. 비록 이 방법은 3상 전압 원 PWM 컨버터 제어에 사용되었지만, 전압 원 PWM 변환기로 구동되는 어떠한 장치에도 적용될 수 있으리라 사료된다.

참고 문헌

[1] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon. A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 2b, No.5, pp.880~885, 1990.

[2] E. Wernekinck, A. Kawamura, and R. Hoft. A High Frequency AC/DC Converter with Unity Power Factor and Minimum Harmonic Distortion, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, pp.364~370, 1991.

[3] T.M. Jahns. Motion Control with Permanent-Magnet AC machine. Proceed. of the IEEE, Vol. 2, No. 7, pp.1241~1252, August 1994.

[4] 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.

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

[6] Katsuhiko Ogata, Discrete-time Control System, 2nd Edition Prentice Hall

[7] 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

[8] 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.

〈 저 자 소 개 〉



이우철(李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1988년~98년 효성중공업(주) 기술연구소 근무. 1995년~현재 동 대학원 박사과정.



현동석(玄東石)

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