

Current Control of Three-Phase PWM Rectifiers without Phase Current Sensors

林大植* · 李東椿**
(Dae-Sik Lim · Dong-Choon Lee)

Abstract - This paper proposes a novel current control method of three-phase PWM rectifiers using estimated currents without phase current sensors. The phase currents are reconstructed from switching states of the rectifier and the measured dc output currents. To eliminate the calculation time delay effect of the microprocessor, the currents at the next sampling instant are predicted by a predictive state observer and then are used for feedback control. Experimental results show that the control performance of the proposed system is almost the same as that of the phase current sensor-based system.

Key Words : current sensorless, PWM rectifiers, predictive state observer, current reconstruction

1. 서 론

교류전원으로부터 직류출력을 얻는 방법으로 다이오드 정류기나 싸이리스터 위상제어 정류기가 주류를 이루어 왔으나 최근 PWM 정류기가 점차 널리 사용되고 있는 추세이다. PWM 정류기는 직류출력전압을 제어할 수 있고 교류전원측의 전류를 정현적으로 제어할 수 있다. 그리고 전원측의 역률제어가 가능하고 직류측의 전력이 교류측으로 역류하는 양방향성 전력제어도 가능하다[1].

그러나, PWM 정류기에서는 제어에 필요한 전압, 전류 검출을 위한 센서의 수가 많아 시스템의 비용이 증가하고, 센서부의 고장이 전체 시스템의 신뢰도를 떨어뜨리는 경우가 발생한다. 이를 해결하기 위해 본 연구에서는 전류제어에 필요한 2개의 상전류 센서를 제거하고 대신 하나의 직류링크 전류센서를 사용하는 상전류 추정법과 그 제어기법을 제시하고자 한다.

그 동안 교류전동기 구동에 사용되는 PWM 인버터 제어에서 상전류 센서를 제거하는 기법은 다수 발표되었으나 [2-5], PWM 정류기의 경우는 상전류 센서 제거시 수반되는 입력측 역률제어의 까다로운 문제 때문에 별로 주목을 받지 못했다[6,7].

본 논문에서는 직류링크전류를 이용하여 상전류를 재구성하고 예측상태관측기를 통해 다음 샘플링 시점의 전류를 추

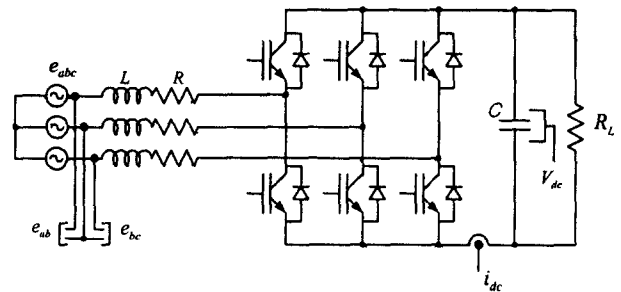


그림 1 상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전력회로도
Fig. 1 Power circuit of phase current sensorless three-phase PWM rectifier

정한다. 이 추정전류를 전류제어에 사용하여 상전류 센서를 사용한 시스템과 유사한 제어특성을 준다는 것을 확인한다. DSP TMS320C31로 제어되는 IGBT PWM 정류기 시스템을 이용한 실험결과로 제시한 기법의 타당성을 검증한다.

2. PWM 정류기

2.1 PWM 정류기의 구성

그림 1은 상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전력회로를 보인다. 3상 PWM 정류기의 전압방정식을 동기좌표계에서 표현하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} e_{qe} &= R i_{qe} + L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L i_{de} + v_{qe} \\ e_{de} &= R i_{de} + L \frac{di_{de}}{dt} - \omega L i_{qe} + v_{de} \end{aligned} \quad (1)$$

* 準 會 員 : 嶺南大 大學院 電氣工學科 碩士課程

** 正 會 員 : 嶺南大 電氣電子工學部 助教授 · 工博

接受日字 : 1999年 11月 29日

最終完了 : 2000年 1月 10日

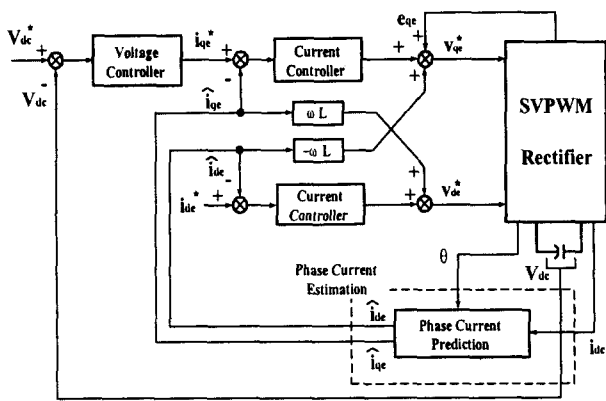


그림 2 전체적인 제어블럭도
Fig. 2 Overall control block diagram

여기서, e_{qe} , e_{de} 는 전원전압, v_{qe} , v_{de} 는 정류기 입력전압, i_{de} , i_{qe} 는 인덕터에 흐르는 전류, R, L은 각각 인덕터의 저항과 인덕턴스, ω 는 전원 각주파수를 나타낸다.

2.2 전압 및 전류제어

3상 PWM 정류기의 직류링크단 출력전압과 입력 상전류를 제어하기 위해 각각 PI제어기를 사용한다. 전류제어기는 d-q 상호간섭항과 전원전압을 외란으로 취급하여 전향적으로 보상하며, 외부제어루프인 전압제어루프의 샘플링주기는 내부제어루프인 전류제어 주기(142[μ sec])의 8배로 선정한다. 그리고 이들 PI 제어기는 anti-windup 기능을 갖도록 설계된다[8]. 그림 2는 PWM 정류기의 제어블럭도를 나타낸다.

3. 상전류 추정

3.1 상전류 재구성

상전류의 재구성은 직류출력단 전류가 정류기의 스위칭 상태에 따라 특정한 상전류에 대응된다 것을 이용한다. 즉,

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2)$$

여기서, S_a , S_b , S_c 는 1 혹은 0을 값을 갖는 스위칭함수이다. 그림 3은 정류기에서 발생하는 공간전압벡터를 나타낸다. 기준전압벡터가 영역 ①에 존재할 경우 스위칭패턴은 그림 4와 같으며 이때 사용되는 유효벡터는 V_1 과 V_2 이다. V_1 벡터가 인가되는 경우 정류기의 도통상태는 그림 5(a)와 같으며 이 때 $i_{dc} = i_a$ 임을 알 수 있다. 그리고, V_2 벡터가 인가되는 경우 그림 5(b)로부터 $i_{dc} = -i_c$ 임을 알 수 있다. 이로써 두 상의 전류를 알게 되고 나머지 한 상의 전류는 3상의 전류의 합이 0이라는 조건으로부터 쉽게 구할 수 있다.

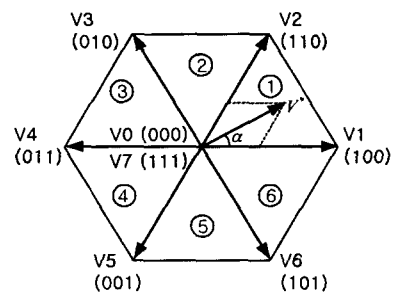


그림 3 공간전압벡터
Fig. 3 Space voltage vectors

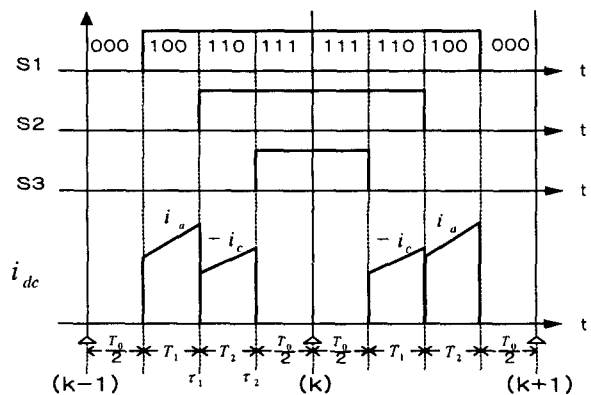


그림 4 스위칭 패턴과 직류링크전류 (영역 ①)
Fig. 4 Switching patterns and dc-link currents (in region ①)

3.2 재구성된 상전류 수정

3상 전류의 합이 0이라는 조건에서 구한 세 번째 상의 전류는 앞의 두 상의 전류가 같은 시점에서 검출되어야 정확한 값이 된다. 그러나, 그림 4에서 보이듯이 두 개의 상전류는 동시에 검출될 수 없다. 그리고 전류를 측정할 시점 τ_1 과 τ_2 는 제어주기와 일치하는 샘플링시점이 아니므로 이와 일치하는 k번째 샘플링순간의 전류 값을 예측할 필요가 있다.

그림 4에서처럼 τ_1 시점에서 전류를 검출하고 τ_1 에서부터 k번째 샘플링시점까지 a상에 가해진 평균전압 (3)을 이용하면 식 (4)와 같은 k 시점의 a상의 전류를 구할 수 있다.

$$V_{an} = -\frac{T_2}{T_2 + \frac{T_0}{2}} \frac{V_{dc}}{3} \quad (3)$$

$$i_a(k) = i_{dc}(\tau_1) + \frac{T_2 + \frac{T_0}{2}}{L} [e_a - V_{an} - R i_{dc}(\tau_1)] \quad (4)$$

마찬가지로 k시점의 c상 전류는 식 (5)처럼 구할 수 있고, b상의 전류는 식 (6)으로 구해진다.

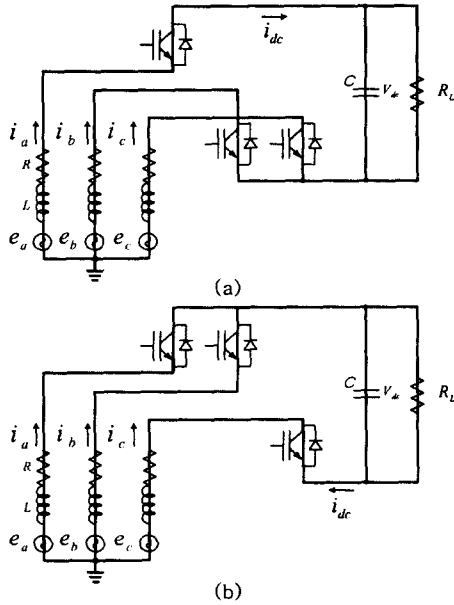


그림 5 기준전압벡터가 영역 ①에 위치한 경우의 전류흐름
 (a) 전압벡터 V1(100) 인가시
 (b) 전압벡터 V2(110) 인가시

Fig. 5 Current flow when reference voltage vector is placed in sector ①
 (a) for V1(100)
 (b) for V2(110)

$$i_c(k) = i_{dc}(\tau_2) + \frac{T_0}{2L} [e_c - Ri_{dc}(\tau_2)] \quad (5)$$

$$i_b(k) = -i_a(k) - i_c(k) \quad (6)$$

3.3 예측 상태관측기를 이용한 상전류 추정

그림 6의 (k-1)시점과 k시점 사이에서 스위칭 상태에 따라 재구성된 k시점의 전류는 실제로 마이크로프로세서 내부에서의 연산시간이 필요하기 때문에 k시점에서 계산될 수 없다. 그러므로, k시점에서 재구성된 상전류로부터 다음 번 (k+1) 샘플링 시점의 상전류를 미리 계산할 필요가 있다. 이를 위해 예측 상태관측기를 이용한다[3].

상태공간 모델을 이용하여 전압방정식을 표현하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix}$$

표 1 스위칭 상태와 직류링크전류

Table 1 Switching states and dc-link current

State	S_a	S_b	S_c	i_{dc}
1	1	0	0	i_a
2	1	1	0	$-i_c$
3	0	1	0	i_b
4	0	1	1	$-i_a$
5	0	0	1	i_c
6	1	0	1	$-i_b$
7	1	1	1	0
8	0	0	0	0

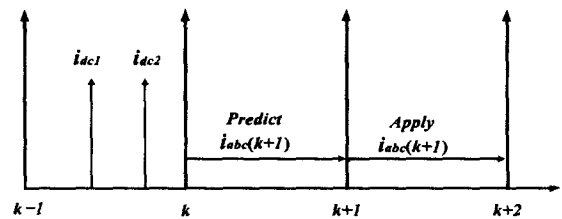


그림 6 전류 예측을 위한 타임차트

Fig. 6 Time chart for current prediction

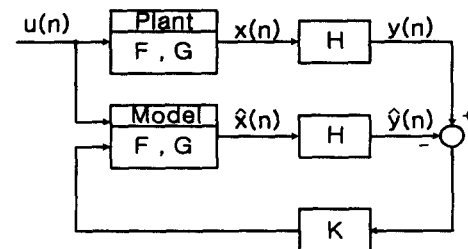


그림 7 페루프 관측기

Fig. 7 Closed-loop observer

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} e_{qe} - v_{qe} \\ e_{de} - v_{de} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

이다. 식 (7)을 근사화된 이산시간 모델로 바꾸면 (8)과 같다[9].

$$X(k+1) = e^{AT} \cdot X(k) + \left(\int_0^T e^{AT} B dt \right) \cdot U(k) \quad (8)$$

식 (8)로부터 관측기 방정식을 구하면 식 (9)와 같다.

$$\hat{X}(k+1) = F \hat{X}(k) + G U(k) \quad (9)$$

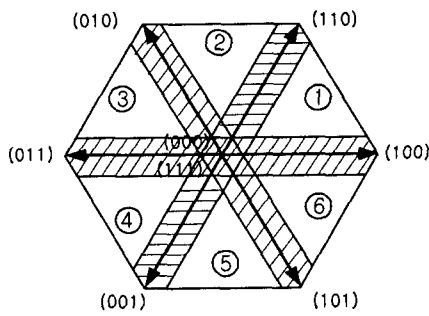


그림 8 삼전류를 재구성할 수 없는 영역
Fig. 8 Region where current reconstruction is impossible

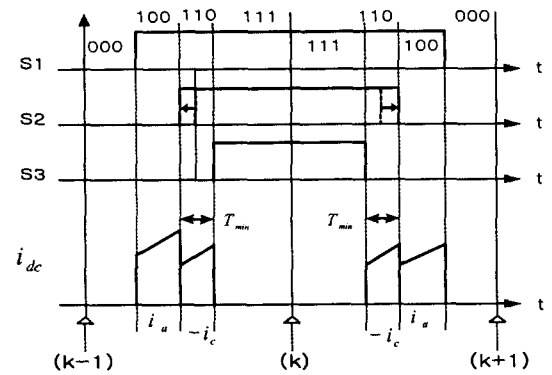


그림 10 시비율 조절에 의한 최소시간 유지
Fig. 10 Minimum time holding by duty ratio correction

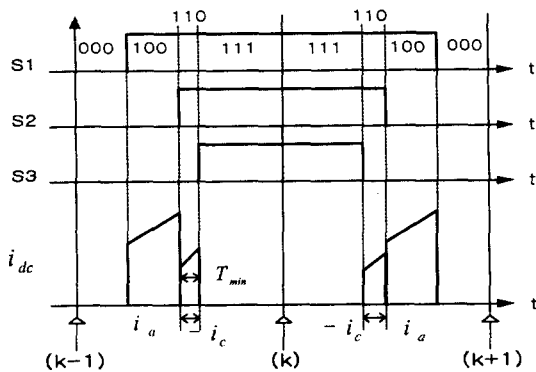


그림 9 전압벡터가 그림 8의 빗금친 영역에 존재할 경우의 스위칭 패턴
Fig. 9 Switching patterns when a voltage vector is located in the shaded area of Fig. 8

여기서,

$$\hat{X}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ae}(k) \\ \hat{i}_{de}(k) \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}T} & e^{-\omega T} \\ e^{\omega T} & e^{-\frac{R}{L}T} \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) & \frac{1}{\omega L}(1 - e^{-\omega T}) \\ \frac{1}{\omega L}(e^{\omega T} - 1) & \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) \end{bmatrix}$$

이고, “^”은 추정치를 의미한다.

초기상태나 과도상태의 추정오차를 줄이기 위해 식 (9)에 오차 보상항을 도입하면 식 (10)과 같이 된다.

$$\hat{X}(k+1) = F\hat{X}(k) + GU(k) + K(X(k) - \hat{X}(k)) \quad (10)$$

여기서, K는 폐루프 관측기의 극점에 의해 결정되는 이득이다.

모델과 실제 시스템의 파라미터가 일치한다고 가정할 경우의 폐루프 관측기의 구성도를 그림 7에 나타내었고, 여기서, 출력행렬 $H = C$ 이다.

표 2 시스템 파라미터

Table 2 System parameters

입력전압	3상 110V
입력 인덕턴스	3.3 [mH]
입력 저항	0.06 [Ω]
직류링크 커패시터	2350 [μ F]
스위칭 주파수	3.5 [kHz]
정격 부하	3 [kW]

3.4 삼전류 검출시 문제점 및 해결방안

그림 8에서의 빗금친 부분처럼 기준전압이 유효벡터 부근을 지나는 경우는 유효벡터를 인가하는 시간 (T_1 혹은 T_2) 이 너무 짧아 전류를 검출할 시간이 충분히 보장되지 않는다. 다시 말하면 그림 9에 보인 것처럼 T_1 과 T_2 둘 중의 어느 하나, 혹은 모두 T_{min} (전류를 검출하는데 필요한 최소 시간) 이하일 수 있는데, 이 때에는 T_{min} 이 보장되도록 스위칭 패턴을 수정하여야 한다. 본 연구에서는 그림 10에 보인 바와 같이 PWM 주기내에서 전체 유효벡터 인가시간 ($T_1 + T_2$)을 일정하게 유지시키면서 각각의 유효벡터 인가 시간 T_1, T_2 가 T_{min} 보다 작지 않도록 조절하였다.

정확한 제어를 위해서 스위칭 패턴의 수정으로 인한 출력 전압의 오차를 보상해야 하지만, 보상하지 않더라도 전류파형에 별 영향이 없음을 실험적으로 확인하였다.

4. 실험

4.1 실험환경

그림 11은 실험장치의 구성도를 보이며 표2는 실험에 사용된 시스템의 파라미터를 나타낸다. 제어보드는 33.33[MHz] 클럭을 가진 DSP TMS320C31 보드를 이용하였으며 삼전류 센서는 단지 전류 추정특성을 비교하기 위해 사용하였다. 2

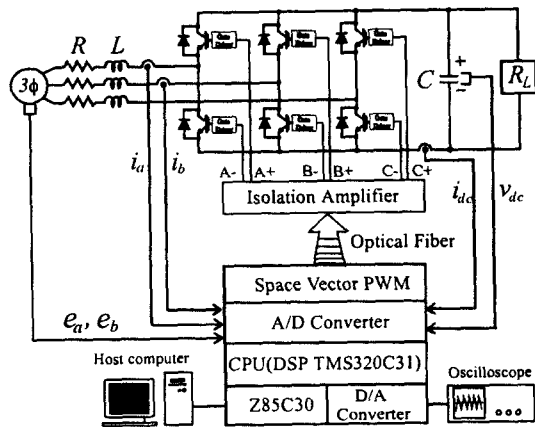


그림 11 실험장치의 구성
Fig. 11 Configuration of experiment system

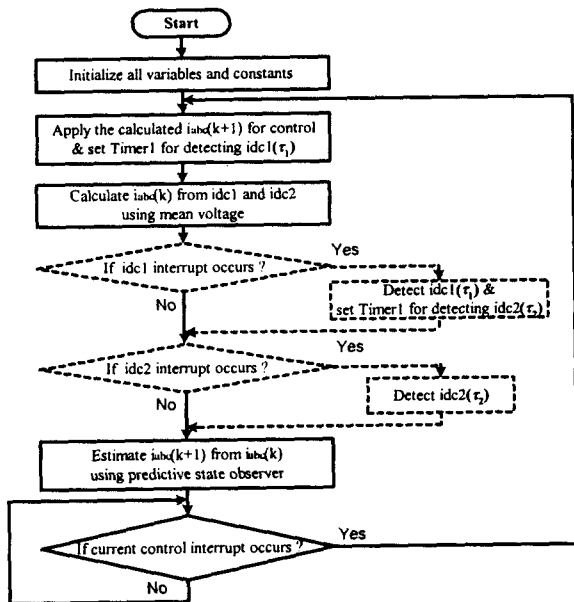


그림 12 간략화된 전류추정 흐름도
Fig. 12 Simplified flow-chart for current estimation

개의 12bit A/D 컨버터를 사용하였는데, 하나는 직류링크 전류 검출 전용으로 사용하고, 다른 하나는 전원전압과 직류링크 전류 그리고, 추정특성 관찰을 위한 상전류 검출용으로 사용하였다. DSP 내부의 2개의 타이머 중, 하나(Timer0)는 제어주기를 결정하는데 사용하였고 다른 하나(Timer1)는 한 제어주기 내에서 직류링크단 전류를 검출하는 시간을 결정하는데 사용하였다. 데드 타임(3.5μs), A/D 컨버터의 변환시간(2.6μs), 기타 회로의 지연시간 등을 고려하여, 최소 유효 벡터 인가시간 T_{min} 을 10μs로 설정하였다. 그리고, 스위칭 순간에 회로의 기생리액턴스에 기인하여 직류링크전류에 ringing 현상이 나타나는데, 이 ringing이 전류추정에 미치는 영향을 최소화하기 위해 각 유효벡터 인가구간의 마지막 부분에서 전류검출을 실시하였다.

한편, 초기상태에서는 스위칭 패턴에 대한 정보가 없으므로 임의의 전압벡터를 인가하고 이 스위칭패턴으로부터 결

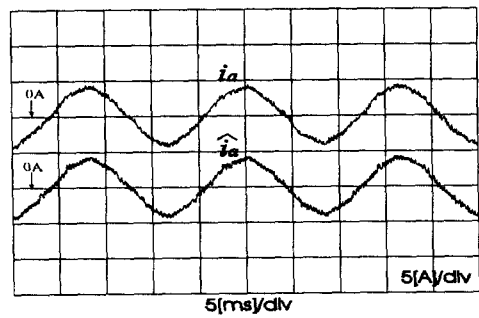


그림 13 정상상태에서의 상전류 추정
Fig. 13 Phase current estimation in steady state

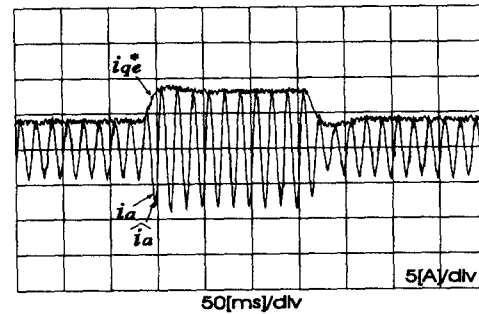


그림 14 과도상태에서의 전류추정
Fig. 14 Current estimation in transient state

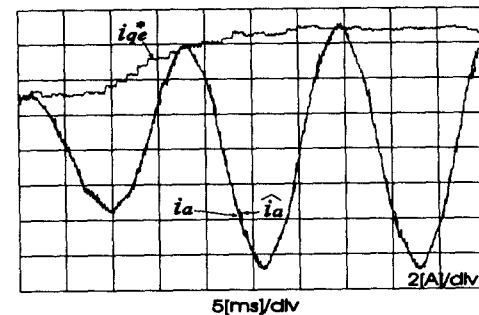


그림 15 확대한 과도상태 전류추정
Fig. 15 Magnified waveform of current estimation in transient state

정된 시점에서 직류링크전류를 검출하여 초기 상전류 정보를 획득한다.

전류추정을 위한 개략적인 흐름도를 그림 12에 나타내었다. 그림에서 직류링크전류를 검출하는 점선부분은 스위칭 패턴에 따라 그 실행시점이 바뀌게 되므로 제어주기 내의 임의의 곳에서 실행이 될 수 있다.

4.2 추정 특성

우선, 추정알고리즘의 성능을 관찰하기 위해 실제 측정된 전류를 사용하여 제어하는 경우를 살펴본다.

그림 13은 정상상태에서 a상의 실측전류와 추정전류를 보인다. 정상상태에서 추정된 전류가 실제전류와 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 14는 부하를 540[W]에서 1080[W]로 스텝 변화한 후, 다시 540[W]로 변화시킨 경우, 동기좌표계상의 q축 기준전류와 a상의 실측전류, 추정전류를 보인다. 그리고 그림 15은 그림 14의 과도상태를 확대하여 나타낸 파형이다. 실제전류가 급격히 변화하는 과도상태에서도 추정특성이 양호함을 알 수 있다. 그림 16은 초기상태의 직류링크단의 기준전압과 실제전압, 그리고, a상의 실측전류와 추정전류를 나타낸다. 초기상태에서도 역시 양호한 추정특성을 보인다.

이들 추정 특성을 종합하면, 초기상태와 정상상태, 과도상태에서 추정한 전류가 실제전류와 거의 일치하므로 실제전류 대신에 추정된 전류를 이용하여 제어할 수 있다.

4.3 제어 특성

다음은 추정전류를 실제 제어에 이용한 경우의 응답을 관찰한다.

그림 17은 정상상태에서의 a상의 전원전압과 상전류의 파형이다. 정상상태에서 상전류가 정현적으로 제어되고, 단위역률 제어가 이루어짐을 알 수 있다. 그림 18은 기준전압을 180[V]에서 210[V]로, 다시 180[V]로 변화시킬 경우의 과도응답이다. 빠른 과도응답과 전압 및 전류제어가 잘 수행됨을 보인다. 그림 19는 부하를 540[W]에서 1080[W]로, 다시 540[W]로 변화시킬 경우의 과도응답이다. 빠른 과도응답과

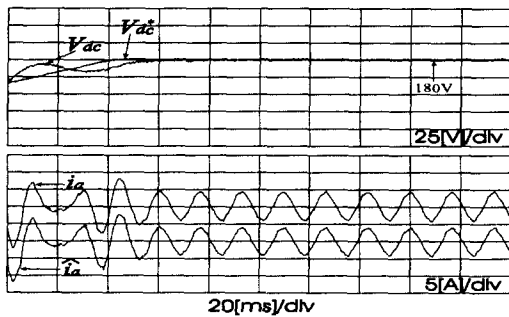


그림 16 초기상태의 전류추정
Fig. 16 Current estimation in initial state

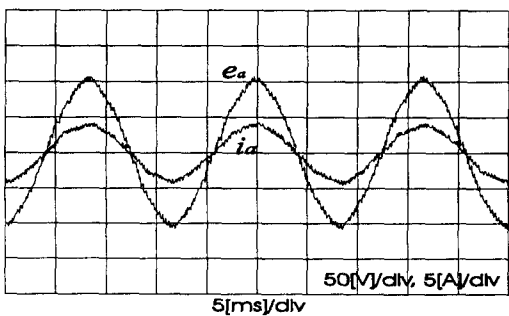


그림 17 단위역률 제어
Fig. 17 Unit power factor control

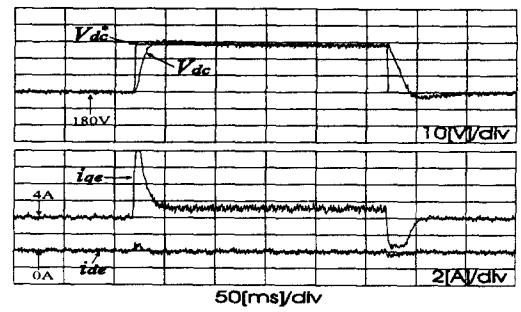


그림 18 기준전압 변동에 대한 과도응답
Fig. 18 Transient responses for reference voltage changes

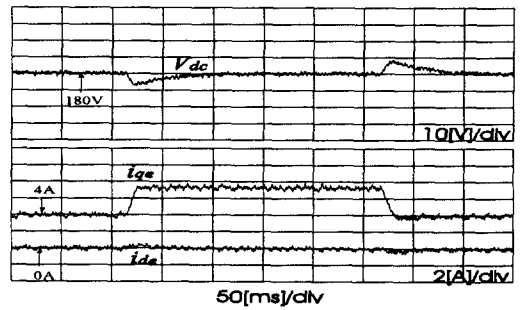


그림 19 부하변동에 대한 과도응답
Fig. 19 Transient responses for load variations

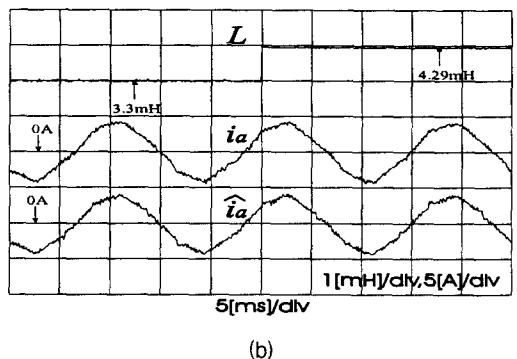
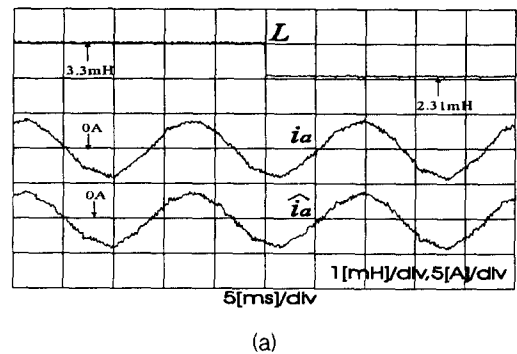


그림 20 인덕턴스 변동에 대한 전류추정특성
(a) 인덕턴스 30% 감소
(b) 인덕턴스 30% 증가

Fig. 20 Current estimation for inductance variations
(a) 30% decrease of inductance
(b) 30% increase of inductance

전압 및 전류제어가 잘 수행된다.

다음은 예측상태관측기에서 파라미터의 변동이 전류추정 특성에 미치는 영향을 관찰하기 위해 인덕턴스가 변화한 경우를 고려하였다. 제어기에 사용된 인덕턴스를 30% 증가시킨 경우와 30% 감소시킨 경우에 대한 전류추정특성이 그림 20 (a), (b)에 보인다. 인덕턴스의 변화가 추정 및 제어 특성에 별다른 영향을 끼치지 않음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 3상 PWM 정류기에서 상전류 검출을 하지 않고 직류링크전류로부터 재구성한 상전류를 이용하여 전류제어를 수행하는 제어기법을 제시하였다. 정류기의 스위칭상태와 직류링크전류로부터 상전류를 재구성하고 예측상태관측기를 이용하여 다음 샘플링시점의 상전류를 추정하였다. 모든 동작영역에서 추정전류는 실제전류와 잘 일치하였으며, 이 추정전류를 실제 전류제어에 사용해도 상전류 센서를 가진 시스템에 비해 전혀 뒤지지 않는 결과를 보였다.

전원전압이 불평형인 경우에도 직류링크전류와 정류기의 스위칭 상태에 따라 상전류 재구성은 정확히 이루어지며, 실제 측정된 전원전압이 관측기 방정식에 사용되므로 추정전류도 정확히 얻어진다. 그리고 직류링크전류를 측정함으로써 출력측 단락에 대한 보호가 가능하며 암단락 보호 기능이 내장된 상용 게이트 드라이버를 사용하면 상전류 센서를 사용하지 않아도 암단락에 의한 고장을 방지할 수 있다.

본 논문에 제시된 상전류 센서리스 제어기법은 능동형 전력필터, UPS 및 전동기 구동용 인버터 시스템 등에 PWM 정류기가 사용될 때 효과적으로 활용되리라고 사료된다.

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. on IA, vol. 35, no. 4, pp. 508~515, Nov. 1988.

[2] T. C. Green and B. W. Williams, "Derivation of motor line-current waveform from the dc-link current of an inverter," IEE Proc. B, vol. 136, no. 4, pp. 196~204, 1989.

[3] J. K. Moynihan and S. Bolognani, "Single sensor current control of ac servo drives using digital processor," EPE Proc., vol 4, pp. 415~421, 1993.

[4] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the dc-link," PEVD Proc., pp.458-464, 1994.

[5] F. Blaabjerg and J. K. Pederson, "Single current sensor technique in dc link of three-phase PWM voltage source inverter: a review and a novel solution," IEEE Trans. on IA, vol. 33, no. 5, pp. 1241~1253, 1997.

[6] 이우철, 현동석, "상태 관측기를 이용한 3상 전압 원 PWM 컨버터의 단일 센서 전류 제어", 전력전자학회 논문지, 제4권, 3호, pp. 249-256, 1999.

[7] 임대식, 김해준, 이동춘, "상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전류제어", 전력전자학회 논문지, pp. 307-310, 1999.

[8] 이지명, 이현동, 이동춘, "인버터의 포화를 고려한 전류 제어기의 Anti-windup", 대한전기학회 논문지, 제 47 권, 9호, pp. 1399-1405, 1998.

[9] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, Digital control of dynamic systems, Addison-Wesley, 1990.

저 자 소 개



임 대 식 (林大植)

1975년 6월 11일 생. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(학사). 현재 동 대학원 석사과정
 H.P : 017-511-2935, Fax : 053-813-8230
 E-mail : limds1@hanmail.net



이 동 준 (李東椿)

1963년 2월 20일 생. 1985년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1989년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문 교수. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 조교수
 H.P : 053-810-2582, Fax : 053-813-8230
 E-mail : dclee@yucc.yeungnam.ac.kr