

디지털 제어 시스템의 연산시간 지연을 고려한 예측전류제어기에 관한 연구

우 명 호, 정 승 기
광운대학교 전기공학과

A Study on the Predictive Current Controller with the Compensation of Computation Time Delay in a Digital Control Systems

Myung-Ho Woo and Seung-Gi Jeong
Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

Abstract - When a high performance current control is desired, a computation time delay of a digital control system may deteriorate the control performance of a current controller. Such a non-negligible effect can be considerable in transient state. This paper deals with the modified predictive current control that compensates the time delay effects of a conventional predictive current control. The method is closely related to a local average current control and a symmetrical PWM pattern generation. Also some theoretical approaches are presented to describe the voltage saturation boundary of the power converter. For validation, the proposed method is applied to an active power filter system. The experimental results show considerable improvement in current tracking capability.

1. 서 론

최근 능동전력필터, UPS, 그리고 벡터제어 드라이브 브동과 같이 고성능 전류제어, 특히 과도 상태에 고성능 전류제어를 요하는 시스템의 수요가 점점 증가하고 있다. 이런 측면에서 볼 때 전류제어기 자체에 대한 연구는 활발하게 이루어지고 있지만 실제로 그 알고리즘을 구현하는 제어 시스템의 비이상적인 영향 (side effect)에 대한 연구 결과는 상대적으로 미흡하다고 할 수 있다. 특히 최근의 고성능 전류제어기의 거의 대부분이 디지털 제어기에 의해 구현되고 있는데 디지털 제어기의 단점으로 지적되고 있는 연산시간 지연에 대한 연구[1]는 아직 미진한 상태로 보인다.

디지털 제어기의 연산시간 지연은 실제전류의 과도상태 응답 특성을 저하시켜 전체 시스템의 성능을 저하시키는 원인이 된다. 특히 능동전력 필터 시스템과 같이 기준전류가 매우 급격하게 변하는 경우 연산시간 지연으로 인한 과도상태 응답특성 저하는 고조파 보상성능에 많은 영향을 줄 수 있다.

예측 전류제어[2,3,5]는 사용된 시스템 모델의 정확도에 따라 전류제어 성능이 영향을 받는 단점이 있는 반면 정상상태 및 동특성 측면에서는 우수한 특성을 지니고 있다.

본 논문에서는 평균치 전류제어에 근거하여 디지

탈 제어기의 연산시간지연으로 인해 발생하는 과도상태 응답 특성 저하를 개선할 수 있는 연산시간 보상 예측전류제어기를 제안한다.

또한 PWM 인버터의 출력전압 포화 현상으로 인한 과도상태 특성 변화를 예측할 수 있는 컨버터 전압의 포화 경계에 대한 해석적인 결과와 실험적인 결과를 제시한다.

끝으로 10 kVA 급 위상제어 정류기 부하를 대상으로 한 능동전력필터의 전류제어기에 제안된 방법을 적용하여 실험을 통해 과도상태 응답 특성 개선을 통한 고조파 보상성능의 개선을 확인하였다.

2. 예측전류제어

그림 1에 전압형 인버터의 전력 회로를 나타내었다. 이 회로의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v = L \frac{d}{dt} i + e \tag{1}$$

여기서 밀줄친 변수는 $f = f_q - jf_d$ 로 정의되는 3상 변수의 공간벡터를 나타낸다.

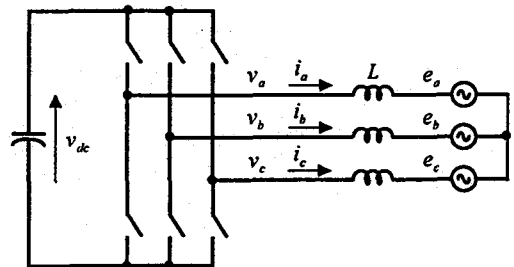


그림 1 전압형 인버터 전력회로

샘플링 주기를 T_s 라고 하면 식 (1)은 k 번째 샘플링 시점에서 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$v_{k+1}^* = \frac{L}{T_s} (i_{k+1}^* - i_k) + e_{k+1} \tag{2}$$

여기서 v_{k+1}^* 은 k 번째 샘플링 시점의 전류 i_k 가 $k+1$ 시점의 지령치 전류 i_{k+1}^* 를 한 샘플링 후에 추종할 수 있게 하는 인버터 출력 전압을 나타내며 e_{k+1} 는 교류측 전압 벡터를 나타낸다.

3. 부분보상 예측전류제어

디지털 제어기로 구현된 예측전류제어의 연산시간 지연 현상을 보상하기 위한 평균치 전류제어 개념도를 그림 2에 나타내었다. 그림과 같이 연산시간은 반 샘플링으로 설정하였으며 이 시점에서 컨버터 전압이 출력되고 그 후 다시 반 샘플링 후에 전류를 샘플링하도록 하였다. 이 때 컨버터 전압 패턴을 좌우대칭으로 하면 실제 전류의 평균치를 취득할 수 있게 된다.

그림 2에서 $t = t'_k$ 시점의 전류 i'_k 를 예측할 수 있다면 실제 전류가 직선 CD와 CF를 경계로 하는 임의의 궤적을 추종하도록 컨버터 전압을 발생시킬 수 있다. 여기서 직선 CD는 무보상 예측전류제어기를 나타내는데 그 이유는 연산시간 지연이 없다고 가정할 때의 전류 궤적 AB와 방향과 크기가 같고 출력시점만 반 샘플링 지연되어 있기 때문이다. 특히 직선 CF는 완전보상 예측전류제어기를 나타내는데 그 이유는 $k+1$ 시점의 샘플링 전류가 기준전류와 완전히 동일하기 때문이다. 그러나 그림과 같이 완전보상 방법은 무보상 방법에 비해 컨버터 지령치 전압이 크기 때문에 컨버터 최대 허용 출력전압을 벗어나는 경우가 빈번해 진다. 따라서 연산시간 지연으로 인한 효과를 보상하면서도 컨버터에 큰 무리를 주지 않는 방법이 필요하게 된다. 이를 위해 본 논문에서는 그림 2와 같이 가중치 ρ 를 사용하여 무보상과 완전보상 방법을 적절하게 조합하는 방법을 사용하였다. 예를 들어 전류계적 CE를 발생시키기 위한 컨버터 전압은 다음과 같이 연산할 수 있다.

$$v_{2,k+1}^* = \rho v_{1,k+1}^* + (1-\rho)v_{2,k+1}^* \quad (3)$$

여기서 $v_{1,k+1}^*$ 와 $v_{2,k+1}^*$ 는 각각 무보상 및 완전보상 방법에 의한 전압을 나타낸다. 그림 2와 식 (2)로부터 완전 보상에 의한 컨버터 전압은 다음과 같다.

$$v_{2,k+1}^* = \frac{2L}{T_s}(i_{k+1}^* - i_k) + e_{k+1} + e_k - v_{2k} \quad (4)$$

식 (2)와 (4)를 식 (3)에 대입하면

$$v_{k+1}^* = \frac{L(2-\rho)}{T_s}(i_{k+1}^* - i_k) + e_{k+1} + (1-\rho)(e_k - v_{2k}) \quad (5)$$

4. 인버터 전압포화

4.1 포화 경계

식 (5)에서 알 수 있듯이 부분보상 방법을 사용할 경우 컨버터 전압은 Δi_{k+1}^* 와 가중치 ρ 에 의한 영향을 받게 된다. 특히 공간 벡터 PWM을 사용하면 그림 3과 같이 컨버터에서 최대로 인가할 수 최대 q 축 및 d 축 전압이 각각 $(2/3)V_{dc}$ 와 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 로 제한되기 때문에 식 (5)에 의한 전류제어 특성은 컨버터의 직류축 전압에 의해서도 영향을 받게 된다.

식 (5)에서 k 번째 샘플링 시점이 정상 상태라고 가

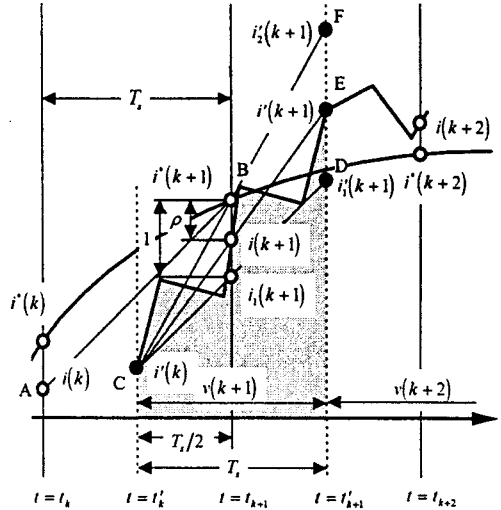


그림 2. 부분보상 예측전류제어기의 전류제어 개념도

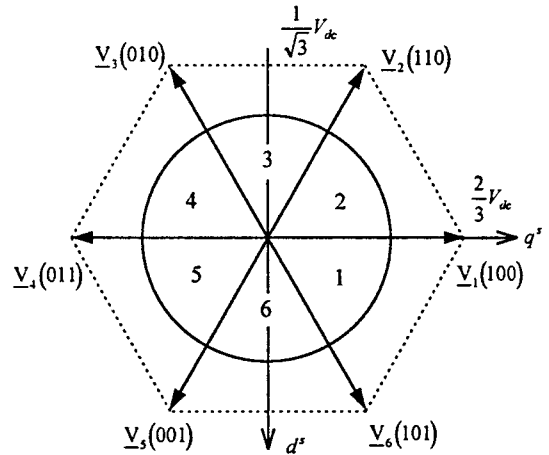


그림 3. 컨버터 전압 공간 벡터

정하면 식 (5)는

$$v_{k+1}^* = \frac{L}{T_s}(2-\rho)\Delta i_{k+1}^* + e_{k+1} \quad (6)$$

식 (6)에서 가중치 ρ 가 1이라고 가정하면 식 (6)은 다음과 같이 된다.

$$v_{k+1}^* = \frac{L}{T_s}\Delta i_{k+1}^* + e_{k+1} \quad (7)$$

만약 위 식에서 Δi_{k+1}^* 이 $k+1$ 시점에서 급격하게 변해 식 (7)의 전압이 그림 3의 6각형을 벗어난다면 실제로 발생할 수 있는 컨버터 전압은 그림 4와 같이 6각형 변상의 전압 v_{k+1} 으로 제한된다. 이에 따라 실제 전류는 Δi_{k+1} 이 되고 $k+2$ 시점의 전류오차 지령치는 다음과 같이 연산할 수 있다.

$$\Delta i_{k+2}^* = \Delta i_{k+1}^* - \Delta i_{k+1} \quad (8)$$

만약 식 (8)이 $k+1$ 시점의 실제전류 Δi_{k+1} 보다 작

으면 더 이상의 컨버터 포화 현상은 일어나지 않지만 식 (9)와 같은 조건이 만족된다면 컨버터는 또 한번 포화될 것이다.

$$\Delta i_{k+2}^* > \Delta i_{k+1}^* \quad (9)$$

or $\Delta i_{k+1}^* > 2\Delta i_{k+1}$

본 논문에서는 위에서 언급한 컨버터 전압 포화 현상을 다루기 위해서 다음과 같은 가정을 하였다.

1. 교류측 전압 e 는 $k+1$ 샘플링 시점 이후 몇 샘플링 동안 거의 동일하다.
2. Δi_{k+1}^* 방향을 고려한 과변조 기법 사용
3. $\rho=1$
4. 전류 오차 지령치는 $k+1$ 샘플링 시점 이후 몇 샘플링 동안 Δi_{k+1}^* 로 일정하게 유지된다.

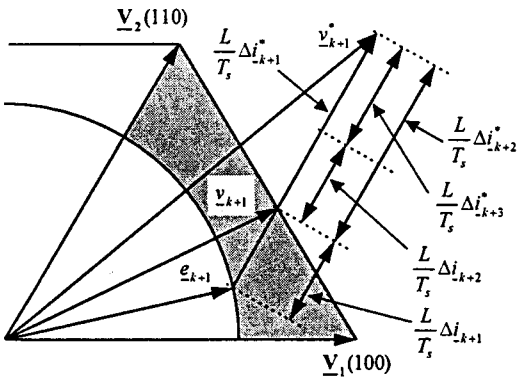


그림 4 컨버터 출력전압 포화 개념도($\rho=1$)

전류오차 지령치의 크기에 따른 컨버터 전압 포화 경계에 대한 해석을 용이하게 하기 위해 그림 4의 공간벡터를 $\pi/6$ 만큼 시계 방향으로 회전시키고 전류 지령치의 크기에 따른 전압의 경계를 그리면 그림 5와 같이 나타낼 수 있다. 그림 5에서 1번째 경계는 연산된 컨버터 전압 지령치가 그 영역에 존재하게 되면 컨버터가 1번만 포화됨을 의미한다.

그림 5에서 알 수 있는 것처럼 각 영역의 크기는 교류측 전압의 위치에 따라 달라지며 영역의 크기는 $\theta=0$ 에서 최소가 되며 $\theta=\pi/6$ 에서 최대가 된다. 또한 교류측 전압의 위치가 결정되고 나면 전류오차벡터의 방향에 관계없이 포화경계가 6각형의 변과 평행함을 또한 알 수 있다.

그림 4와 5는 $\rho=1$ 인 경우, 즉 무보상 예측전류 제어기에 대한 포화 경계 조건을 다루었는데 $\rho \neq 1$ 인 경우를 살펴 보면 다음과 같다. $\rho \neq 1$ 이기 때문에 $k+1$ 시점의 전압 지령치는 식 (6)으로 주어지며 $k+2$ 시점의 지령치는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_{k+2} &= \frac{L}{T_s}(2-\rho)\Delta i_{k+2}^* + e_{k+2} + (1-\rho)(e_{k+1} - v_{k+1}) \\ &= \frac{L}{T_s}(2-\rho)\Delta i_{k+2}^* + e_{k+2} + (1-\rho)(\rho-2)\frac{L}{T_s}\Delta i_{k+1} \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)이 포화되지 않기 위해서는 다음과 같은 관계를 만족해야 한다.

$$(2-\rho)\Delta i_{k+1}^* \geq (2-\rho)\Delta i_{k+2}^* + (1-\rho)(\rho-2)\Delta i_{k+1} \quad (11)$$

혹은

$$\begin{aligned} (2-\rho)\Delta i_{k+2}^* &\leq (2-\rho)\Delta i_{k+1} - (1-\rho)(\rho-2)\Delta i_{k+1} \\ &\leq (2-\rho)^2 \Delta i_{k+1} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)로 부터 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\Delta i_{k+2}^* \leq (2-\rho)\Delta i_{k+1} \quad (13)$$

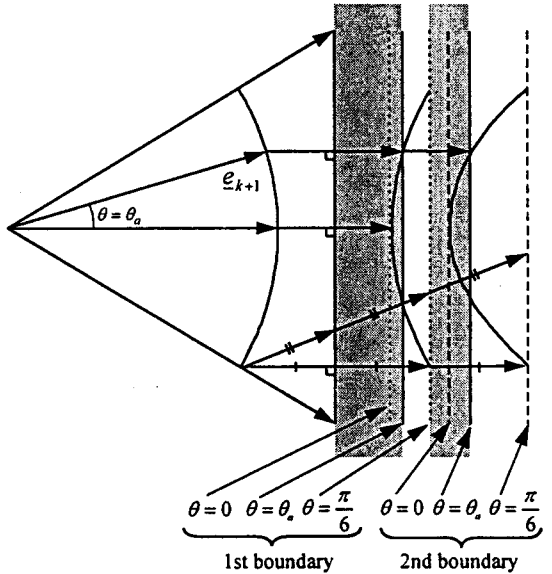


그림 5. 1 번째 및 2 번째 컨버터 전압 경계

위 관계식으로 부터 1 번째 전압 경계 표현식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$1st \text{ boundary} = \Delta i_{k+1} + (2-\rho)\Delta i_{k+1} = (3-\rho)\Delta i_{k+1} \quad (14)$$

또한 $k+3$ 시점의 경계조건을 $k+2$ 시점에서 행했던 방법과 유사한 방법을 사용하여 구하면 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 2nd \text{ boundary} &= 1st \text{ boundary} + (2-\rho)\Delta i_{k+1} \\ &= (5-2\rho)\Delta i_{k+1} \end{aligned} \quad (15)$$

이들 결과로 부터 n 번째 경계 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$n\text{-th boundary} = [(2n-1) - (n-1)\rho]\Delta i_{k+1} \quad (16)$$

그림 6-8.에 가중치와 교류측 전압의 위치 변화에 따른 최대 허용 가능한 전류오차 지령치의 크기를 포화 경계별로 나누어 나타내었다. 단, 전류 오차 지령치의 방향은 $-\pi/6$, 직류 전압의 크기는 470[V], 인덕턴스 값은 1.5[mH] 그리고 샘플링 시간은 111[usec]로 설정하였다.

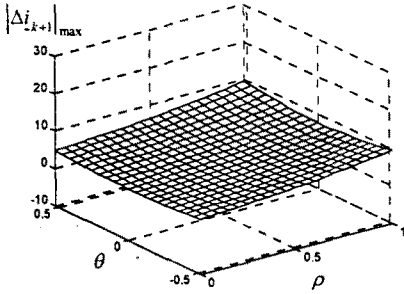


그림 6 First boundary

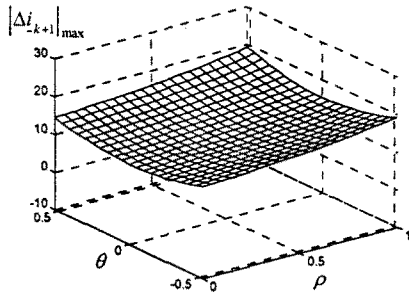


그림 7 Second boundary

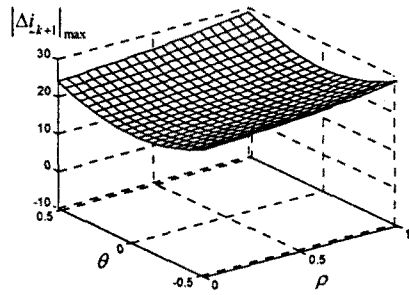


그림 8 Third boundary

4.2 경계조건에 따른 정정시간

4.1 절에서 논의된 경계 조건의 타당성을 확인하기 위하여 계단 전류 입력에 대한 전류의 정정시간을 실험적으로 구하였다. 실험은 그림 6의 해석적인 결과 중 교류측 전압의 공간벡터 위치가 $\theta = -\pi/6$ 인 경우에 대해서만 ρ 값을 0 부터 1 까지 변화시키면서 실험을 행하였으며 $\rho=0$ 인 경우에 대한 실험 결과를 그림 9-11에 나타내었다.

그림 9 에서 알 수 있는 것처럼 컨버터 전압 포화 현상이 1 번 일어나는 경우를 보면 계단입력에 대한 정정 시간이 2 샘플링 소요되는데 그 이유는 $\rho=0$ 인 경우의 이상적인 정정 시간인 1 샘플링에 1 번의 포화 현상이 더해졌기 때문이다. 그림 10 과 11 을 보면 정정 시간이 과변조 횟수만큼 정정시간이 길어지고 있음을 알 수 있다. 이로 부터 전절에서 구한 경계영역

이 유효함을 확인할 수 있다.

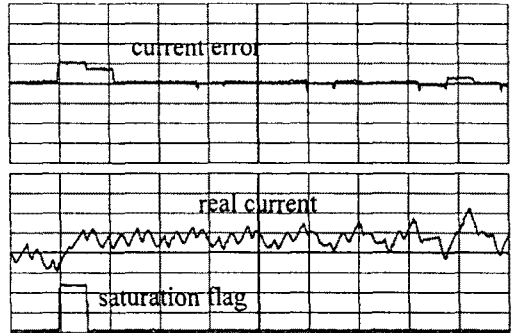


그림 9 1 번째 경계에 대한 전류오차, 실제전류, 포화 현상 플래그

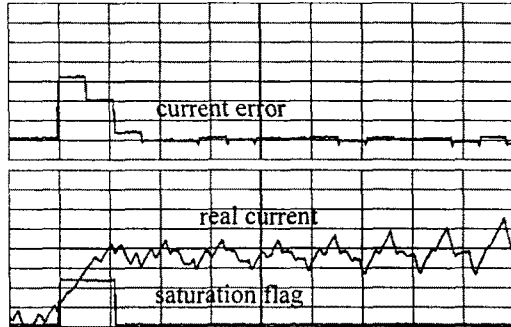


그림 10 2 번째 경계에 대한 전류오차, 실제전류, 포화현상 플래그

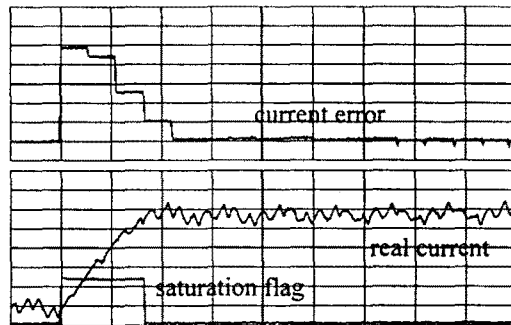


그림 11 3 번째 경계에 대한 전류오차, 실제전류, 포화현상 플래그

그림 12 에 가중치를 0 부터 1 까지 변화시키면서 계단입력에 대한 정정시간 실험 결과를 나타내었다. 각 영역에 따라 정정시간이 1 씩 차이하고 있음을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

제안된 부분보상 예측 전류제어의 타당성을 검증하기 위하여 능동전력필터 시스템에 이를 적용하였다. 제어기는 TI 사의 TMS320C31 와 IGBT power stack

으로 구성되어 있으며 샘플링 시간은 110 [μsec]로 설정하였다.

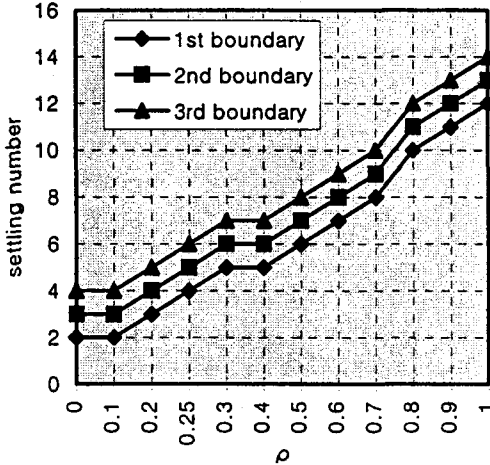


Fig. 12 Experimental settling time to step change

그림 13.-15.에 가중치 변화에 따른 실험 결과를 나타내었다. 그림에서 알 수 있는 것처럼 가중치가 0, 즉 완전보상에 가까워 질수록 정정시간이 짧아지고 있음을 확인할 수 있다. 또한 이러한 전류제어 특성 개선으로 인해 THD가 $\rho=1$ 인 경우에는 10%에서 $\rho=0.5$ 와 $\rho=0.25$ 인 경우에는 7%로 개선되었다.

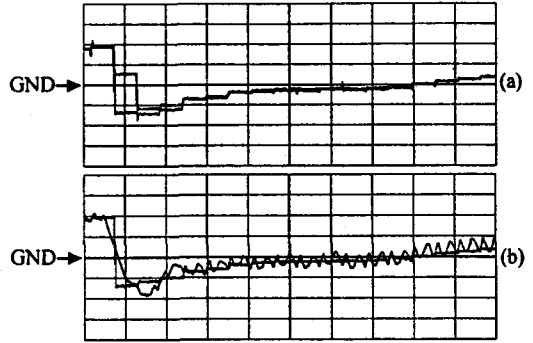


그림 15. step response at $\rho=0.25$ (0.2ms/div, 5A/div)
(a) sampled current (b) actual current

6. 결론

본 연구에서는 디지털 제어기의 연산시간 지연으로 인한 전류제어 특성저하를 개선할 수 있는 부분 보상 예측전류제어기를 제안하고 그 방법에서 나타나는 컨버터 전압의 포화 현상을 해석하여 포화의 경계가 되는 최대 허용전류를 구하고 그 타당성을 실증 실험을 통해 확인하였다.

또한 제안된 전류제어기를 능동전력필터에 적용하여 그 타당성을 검증하였다.

참고문헌

- [1] O. Kukrer, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters," *IEEE Trans. on Power. Electronics*, vol. 11, no.2, MARCH, pp. 260~269, 1996.
- [2] M. H. Woo and S. G. Jeong, "DSP Based Active Power Filter with Predictive Current Control," *IEEE Proc. of IECON*, pp. 645~650, 1995.
- [3] H. W. V. D. Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vector," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 24, no.1, pp. 142~150, 1988.
- [4] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.4, pp. 562~570, 1985.
- [5] Youichi Ito and Shoichi Kawauchi, "Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. on Power. Electronics*, vol. 10, no.2, MARCH, pp. 198~199, 1995.
- [6] 김민극,우명호,정승기,박기원,최창호, "예측전류제어기를 이용한 능동전력필터 시스템의 평균치 전류제어," *대한전기학회 논문집*, 제 46 권, 제 3 호, pp. 351~357, 1997.

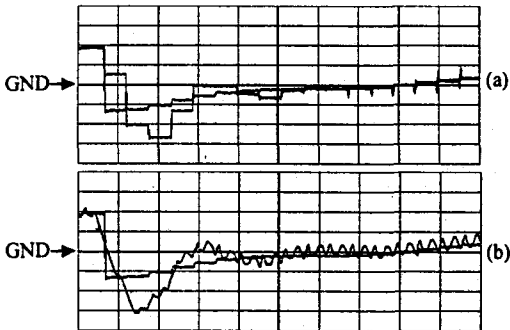


그림 13. step response at $\rho=1$ (0.2ms/div, 5A/div)
(a) sampled current (b) actual current

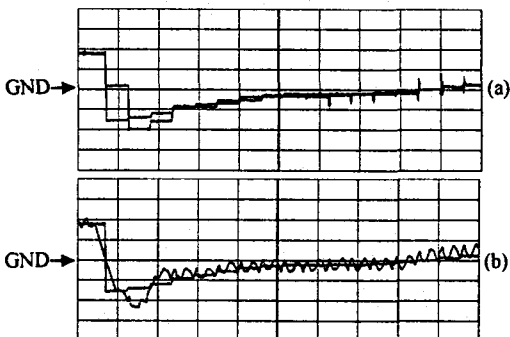


그림 14. step response at $\rho=0.5$ (0.2ms/div, 5A/div)
(a) sampled current (b) actual current