

## 예측전류제어기를 이용한 능동전력필터 시스템의 평균치 전류제어

김민국\*, 우명호\*, 정승기\*, 박기원\*\*, 최창호\*\*

\*광운대학교 전기공학과, \*\*POSCON 기술연구소

### Average Current Control of Active Power Filters Using Predictive Current Controller

Kim Min-Keuk\*, Woo Myung-Ho\*, Jeong Seung-Gi\*, Park Ki-Won\*\*, Choi Chang-Ho\*\*

\*Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University, \*\*POSCON R&amp;D Center

#### Abstract

When the current of a power converter is controlled with a digital controller, it generally shows the error due to execution time delay. The error may be considerable in such systems as active power filters wherein the current varies steeply even in steady state, as well as in transients. Therefore, it is of particular importance to compensate the time delay effect in a digitally-controlled active power filter. This paper introduces a modification of so-called predictive current control, by taking the control time delay into consideration. The results of simulation and experiment with a 10 kVA active power filter prototype show considerable improvement in current tracking capability, validating the proposed current control method.

#### 1. 서론

최근 DSP 와 같은 고속 마이크로 프로세서의 등장으로 인해 디지털 전류제어기를 채용하는 시스템이 늘고 있다. 디지털 전류제어기의 큰 단점은 연산시간 지연으로 인해 전류제어기의 성능이 저하된다는 것이다[1].

연산시간지연은 기준전류와 실제전류의 위상오차를 초래한다. 일반적으로 위상오차는 연산시간과 기준전류의 주파수 성분에 의해 결정된다. 즉, 연산시간이 길수록 또한 기준전류의 주파수 성분이 클수록 위상오차는 커지게 된다. 예를 들어 능동전력 필터의 보상기준전류는 비선형 부하의 고조파 성분으로 인해 과도상태뿐만 아니라 정상상태에서도 고조파 성분을 포함한다. 따라서 디지털 제어방식 능동전력필터에서 위상오차가 존재할 경우 능동필터의 고조파 보상성능은 위상오차가 없을 경우에 비해 매우 저하된다.

예측전류제어기[2,3,5]는 과도응답시간과 정확도 측면에서 최적의 성능을 나타내지만 두 가지 단점을 가지고 있다. 첫째, 비교적 복잡한 연산을 필요로 한다. 둘째 시스템 파라미터에 대한 정확한 정보를 필요로 한다. 연산의 복잡성에 있어서는 디지털 제어기를 채용하는 현 주세와 저가 고속 마이크로 프로세서의 등장 등 주변환경을 고려할 때 큰 단점이라 보기 어렵다. 두번째 문제에 있어서는 능동필터시스템의 경우 전원측 전압과 파라미터를 비교적 쉽고 정확하게 측정할 수 있기 때문에 전혀 문제가 되지 않는다. 따라서 디지털 제어방식 능동필터 시스템의 전류제어 방식으로 예측전류제어기가 매우 적합할 것으로 판단된다.

본 논문에서는 디지털 전류제어기의 연산시간지연으로 인한 전류제어의 불명확성을 해결할 수 있는 평균치 전류제어기를 예측전류제어기에 적용하고, 이 평균치 전류제어기의 과도

상태 특성을 더욱 개선할 수 있는 변형된 형태의 디지털 예측전류제어기를 제안한다.

끝으로 10 kVA급 위상제어 정류기 부하가 발생하는 고조파를 제거하기 위한 능동전력필터의 전류제어기에 제안된 방법을 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 확인하였다.

#### 2. 제어 구조

##### 2.1 예측전류제어

그림 1에 능동전력필터의 개념도를 나타내었다. 그림 1의 전력회로에서 전압방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\underline{v}_c^s = L \frac{d}{dt} \underline{i}_c^s + \underline{v}_s \quad (1)$$

여기서 밀울친 변수는  $\underline{f} = f_q - jf_d$ 로 정의된 3상 변수의 공간 벡터(space vector)를 의미하며 웨첨자  $s$ 는 정지좌표축상의 변수임을 나타낸다. 샘플링 주기를  $T_s$ 라 하면 식 (1)은  $k$  번째 샘플링 시점에서 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\underline{v}_c^{ss}(k+1) = \frac{L}{T_s} [\underline{i}_c^{ss}(k+1) - \underline{i}_c^{ss}(k)] + \underline{v}_s^{ss}(k+1) \quad (2)$$

여기서  $\underline{v}_c^{ss}(k+1)$ 은  $k$  번째 샘플링 시점의 실제전류  $\underline{i}_c^s(k)$ 가  $k+1$  번째 샘플링 시점의 기준전류  $\underline{i}_c^{ss}(k+1)$ 를 한 샘플링 후에 추종할 수 있게 하는 컨버터 전압을 의미한다.

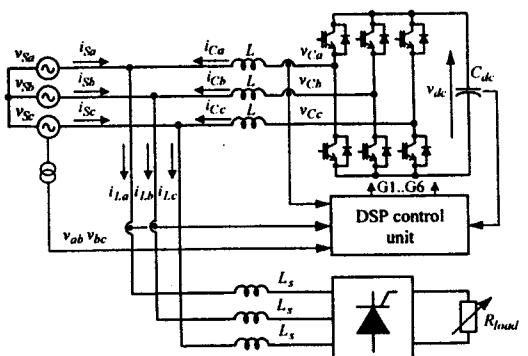


그림 1 전압형 능동 필터의 전력 회로

## 2.2 PWM 패턴 및 제어 시퀀스

식 (2)에서 연산된 컨버터 기준전압은 공간벡터 변조방식 (Space Vector PWM, SVPWM)[4]을 사용하여 발생시킬 수 있으며 PWM 스위칭 패턴은 영벡터의 위치와 유효벡터의 인가 순서에 따라 달라질 수 있다.

그림 2에 평균치 전류제어를 위한 대칭 PWM 패턴과 제어 시퀀스를 나타내었다. 여기서  $S_a, S_b, S_c$ 는 각 상의 스위칭 상태를 나타낸다. 스위칭 패턴은 처음 반주기 동안 증가순(000에서 111)으로 그리고 나머지 반주기 동안 감소순(111에서 000)으로 배열하는 반주기 대칭 패턴을 사용하였다. 반주기 대칭 스위칭 패턴의 장점은 패턴의 대칭축을 기준으로 전류가 대칭이고 전류 리플의 크기가 최소화된다는 것이다.

제어 주기는 크게 제어구간과 보조 연산기능으로 나눌 수 있다. 그리고 스위칭 패턴의 대칭축에서 샘플링이 이루어지고 새로운 제어 주기가 시작된다. 대칭축 샘플링의 잇점은 한 주기 구간 동안의 컨버터 전류의 평균치를 얻을 수 있다는 것이다. 전류의 평균치를 샘플링할 수 있다는 것은 임의의 기준전류가 주어진 상태에서 실제전류의 평균치가 기준전류와 동일하도록 제어할 수 있음을 의미한다.

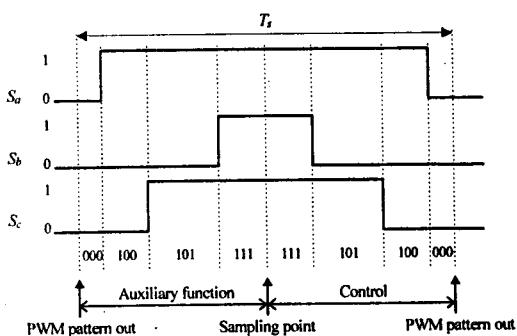


그림 2 대칭 PWM 방식과 제어 타이밍

## 2.3 구간 평균 전류제어

그림 3에 평균치 전류제어기의 전류제어 개념도를 나타내었다. 그림 3에서  $T_s$ 를 한 주기라 할 때  $t=t_k$ 에서 컨버터 전류  $i(k)$ 를 샘플링한 후 식 (2)에 의해 필요한 컨버터 전압을 연산한다. 만약 연산시간지연이 없다고 가정하면  $i(k)$ 의 해석은 직선 AB가 될 것이다. 그러나 실제로는 연산시간으로 컨버터 전압의 출력이 지연되는데 그림 3과 같이 컨버터 전압을  $t=t_k$ 에서 출력하고 그 때의 컨버터 전류가  $i'(k)$ 라고 가정하면 실제전류는 직선 AB와 평행한 직선 CD를 따라 움직일 것이다. 실제전류가 직선 CD를 따라 움직일 때 전류를  $t=t_{k+1}$ 에서 샘플링하면 그 때의 전류는 직선 CD를 따라 움직이는 실제전류의 평균치가 된다.

직선 AB와 직선 CD는 평행하므로 이들 사이의 관계식은 다음과 같다.

$$i'(k+1) = i'(k) + i^*(k+1) - i(k) \quad (3)$$

$t=t_{k+1}$ 에서 샘플링한 전류  $i'(k+1)$ 은 직선 CD를 따라 움직이는 전류의 평균치이므로 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i'(k+1) = i'(k) + \frac{1}{2} [i^*(k+1) - i(k)] \quad (4)$$

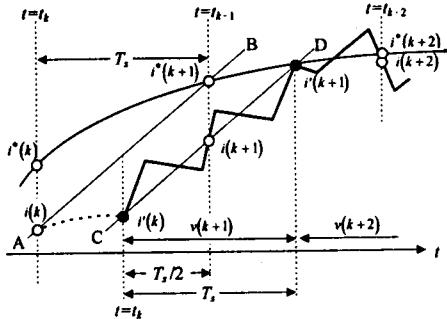


그림 3 평균전류제어의 개념도

위의 식 (3), (4)에서 매개변수  $i'$ 를 소거하면 기준전류와 실제전류 사이의 관계식은

$$2i(k) - i(k-1) + i(k-2) = i^*(k) + i^*(k-1) \quad (5)$$

식 (5)를 z 변환하면 다음과 같은 전달함수를 얻을 수 있다.

$$\frac{I(z)}{I'(z)} = \frac{1+z^{-1}}{2-z^{-1}+z^{-2}} = \frac{z^2+z}{2z^2-z+1} \quad (6)$$

그림 4(a)에 식 (6)에 의한 단위계단 응답을 나타내었다. 그림 4(b)는 정지좌표축상에서 전류벡터의 d 축 전류를 고정시키고 q 축 기준전류를 스텝으로 변화시켰을 경우 나타나는 q 축 실제전류 실현파형이다. 그림 4(c)는 그림 4(b)의 전류파형을 샘플링한 것으로 이론적인 파형과 거의 유사하여 평균치 전류제어가 제대로 이루어지고 있음을 알 수 있다.

본 논문에서는 다음 절의 Full Prediction 과의 구별을 위해 이 절의 방법을 이하에서는 기존의 방법이라고 칭한다.

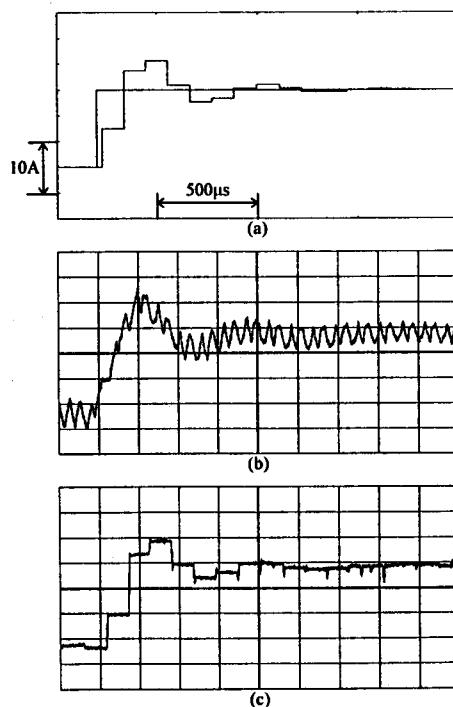


그림 4 구간 평균 전류제어의 단위계단 응답

- (a) 전달함수의 이론적 응답
- (b) 컨버터 출력전류(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)
- (c) 그림 (b)의 샘플링전류(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)

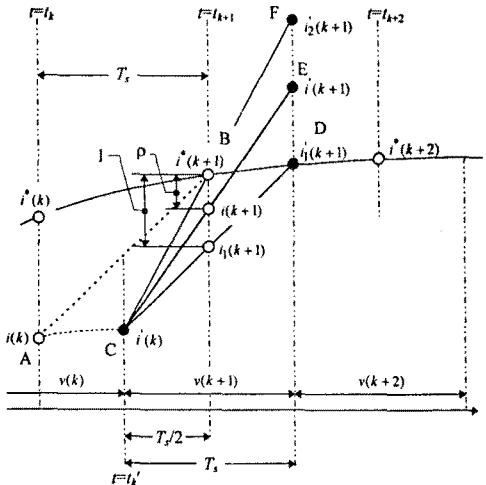


그림 5 새로운 평균 전류 제어 방식의 개념도

#### 2.4 새로운 구간 평균 전류제어

그림 3의 평균 전류제어 개념도에서  $t = t'_k$  시점의 전류를 직선 CD가 아닌 직선 CB를 따라 실제 전류를 움직일 수 있다면  $t = t'_{k+1}$ 에서 샘플링한 전류  $i(k+1)$ 는  $i^*(k+1)$ 과 일치하게 된다. 이 방식을 Full Prediction이라 정의하면, 기준전류 추종에 이상적인 제어 성능을 보이게 된다. 그러나 Full Prediction 방식의 경우 필요로 하는 컨버터 출력전압이 2.3 절의 컨버터 전압에 비해 매우 크기 때문에 컨버터가 최대로 출력할 수 있는 전압을 초과하는 경우가 빈번하게 발생한다. 따라서 기존의 방식과 Full Prediction 방식을 결합할 수 있는 방법이 요구된다.

그림 5에 두 방식의 조합에 대한 개념도를 나타내었다. 그림과 같이  $t = t'_{k+1}$ 에서 샘플링한 전류  $i(k+1)$ 은  $t = t'_k$ 에서 어떤 전압을 인가하는 가에 따라 직선 CB와 직선 CD 중 어떤 직선을 추종할 것인가가 결정된다. 또한 두 직선의 조합에 의해 직선 CB와 직선 CD를 경계로 갖는 임의의 전류궤적을 발생시킬 수 있다.

식 (7)은 두 직선을 조합하기 위한 변형된 형태의 예측전류 제어기를 나타내는 식이다.

$$v_c^*(k+1) = \rho v_1^*(k+1) + (1-\rho)v_2^*(k+1) \quad (7)$$

여기서  $v_1^*$ 은 식 (2)에 의한 수식이며  $v_2^*$ 는 그림 5에서 전류가 직선 CF를 따라 움직이게 하는 컨버터 전압을 나타낸다. 또한  $\rho$ 는 두 전압을 조합하는 역할을 하며  $\rho=1$ 일 경우에는 기존의 방식으로  $\rho=0$ 일 경우에는 Full Prediction에 의한 컨버터 전압을 발생한다.

식 (2)와 그림 5를 이용하여 Full Prediction 방식의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_2^*(k+1) = \frac{2L_s}{T_s} [i^*(k+1) - i(k)] + v_s(k+1) + v_s(k) - v_2(k) \quad (8)$$

식 (2)와 (8)을 식 (7)에 대입하여 새로운 예측전류제어 방식을 식 (9)와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_c^*(k+1) &= \frac{(2-\rho)}{T_s} L_s [i^*(k+1) - i(k)] + v_s(k+1) \\ &\quad + (1-\rho)v_s(k) - (1-\rho)v_c(k) \end{aligned} \quad (9)$$

Full Prediction 방식의 전류 출력 직선 CF에서  $t = t'_{k+1}$  일 때 샘

플링 전류는  $k+1$  번째 기준전류  $i^*(k+1)$ 과 일치하므로 이들 사이의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i^*(k+1) - i'(k) = i_2'(k+1) - i^*(k+1) \quad (10)$$

기준(직선 CD)과 Full Prediction(직선 CF)을  $t = t'_{k+1}$ 에서 샘플링을 할 때, 두 전류의 차이를 그림 5와 같이 1이라 정의한다. 그 사이를 가중치  $\rho$ 로 조합하여 직선 CE와 같은 전류를 출력 한다. 이 때의 전류 (직선 CE)의 샘플링 값을  $i(k+1)$ 라 하면, 평균치 개념에서  $t = t'_k$ 에서  $t = t'_{k+1}$ 까지의 전류 오차와  $t = t'_{k+1}$ 에서  $t = t'_{k+1}$ 까지의 전류오차가 동일하므로 이들의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i(k+1) - i'(k) = i'(k+1) - i(k+1) \quad (11)$$

$$i^*(k+1) - i(k) = i_2'(k+1) - i'(k) \quad (12)$$

식 (10)과 식 (12)로 부터

$$-i'(k) + i(k) = i_2'(k+1) - i_1'(k+1) - i^*(k+1) + i'(k) \quad (13)$$

식 (13)에 가중치  $\rho$ 를 적용하면

$$i_2'(k+1) - i_1'(k+1) = \frac{2}{\rho} [i^*(k+1) - i(k+1)] \quad (14)$$

식 (14)에서 매개변수  $i_1', i_2'$ 를 소거하여 기준전류와 출력전류 만의 식으로 쓰면 다음과 같다.

$$i^*(k) + i^*(k-1) = \frac{1}{2-\rho} \left[ \frac{2}{\rho} i(k) + \left( \frac{2}{\rho} - 3 \right) i(k-1) + i(k-2) \right] \quad (15)$$

위 식을 전달 함수로 나타내면

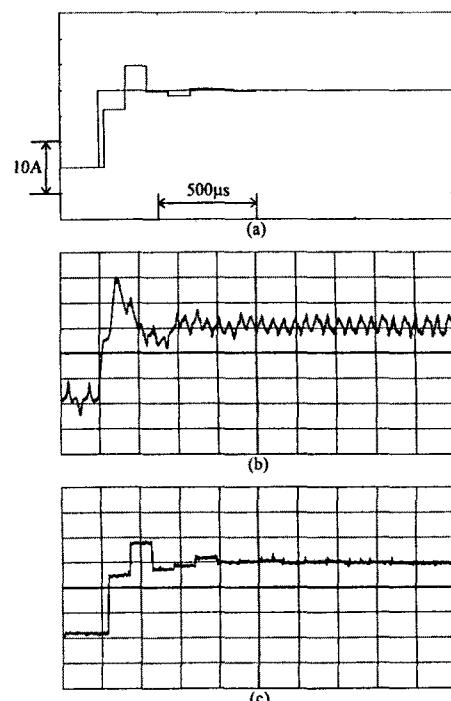


그림 6 새로운 구간 평균 전류 제어의 단위계단 응답

(a) 전달함수의 이론적 응답

(b) 컨버터 출력전류(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)

(c) 그림 (b)의 샘플링전류(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)

$$\frac{I(z)}{I^*(z)} = \frac{\left(1 - \frac{\rho}{2}\right)(z^2 + z)}{z^2 + \left(1 - \frac{3}{2}\rho\right)z + \frac{\rho}{2}} \quad (16)$$

가중치  $\rho$  를 0.5 로 놓으면 식 (9)는 식 (17)과 같이 쓸 수 있고, 전달함수는 식 (16)으로 부터 식 (18)와 같이 쓸 수 있다.

$$v_c^*(k+1) = \frac{1.5}{T_s} L_s [i^*(k+1) - i(k)] + v_s(k+1) + 0.5v_s(k) - 0.5v_c(k) \quad (17)$$

$$\frac{I(z)}{I^*(z)} = \frac{3(z^2 + z)}{4z^2 + z + 1} \quad (18)$$

그림 6(a)에 식 (18)의 의한 단위계단 응답을 나타내었다. 그림 6(b)는 컨버터의 단위계단 응답이고, 그림 6(c)는 그림 6(b)의 샘플링 값이다. 그림 4 와 6 을 비교하면 제안된 방식이 2.3 절의 방법에 비해 과도 응답특성이 개선되었음을 알 수 있다.

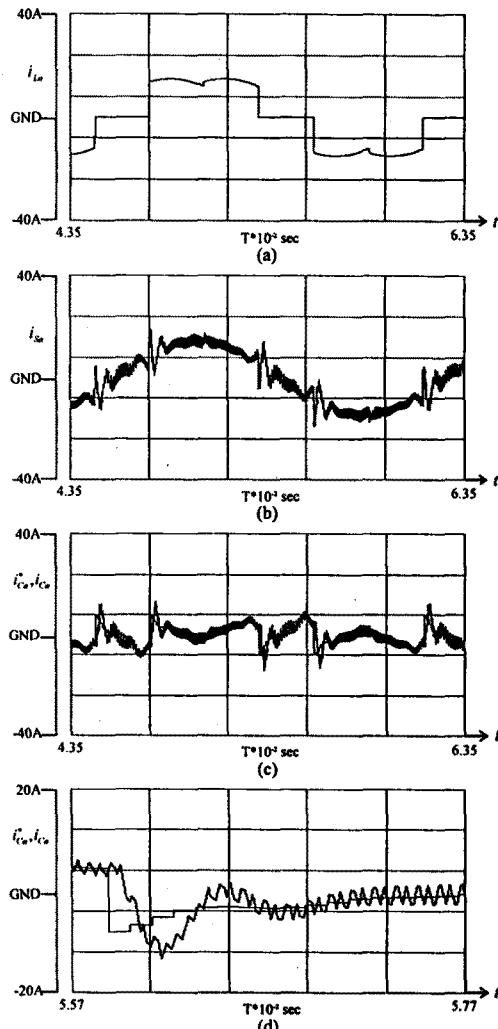


그림 7 기존의 방식에 대한 시뮬레이션

- (a) 부하전류
- (b) 전원전류
- (c) 기준전류와 컨버터 출력 전류
- (d) 그림 (c)의 구간학대

### 3. 시뮬레이션 및 실험

제안된 전류제어기의 특성을 확인하기 위해 능동전력필터의 전류제어기에 이를 적용하였다. 고조파 및 무효전력의 발생 원으로는 10 kVA급 위상제어정류기를 사용하였다. 시뮬레이션과 실험에 공통되는 시스템 제정수는 표 1과 같다.

표 1 시스템 제정수

전원 전압, $v_s$	220 V, 60 Hz
능동필터 교류측 인더티스, $L$	1 mH
직류측 기준전압, $v_{dc}^*$	500 V
컨버터 직류측 커패시턴스, $C_{dc}$	2350 $\mu$ F
제어정류기 부하저항, $R_{load}$	21 $\Omega$
제어 정류기 입력 인더티스, $L_s$	0

### 3.1 시뮬레이션 결과

그림 7 과 그림 8은 제어정류기의 점호각이 6.7 도인 경우에 대한 보상 시뮬레이션 결과이다. 그림 7은 기존 방식에 대한 결과이고 그림 8은 제안된 방식에서 가중치를 0.5 로 했을 때의 결과이다. 실제 전류의 과도응답 특성 측면에서 그림 8의 결과가 그림 7에 비해 훨씬 개선되었음을 알 수 있다.

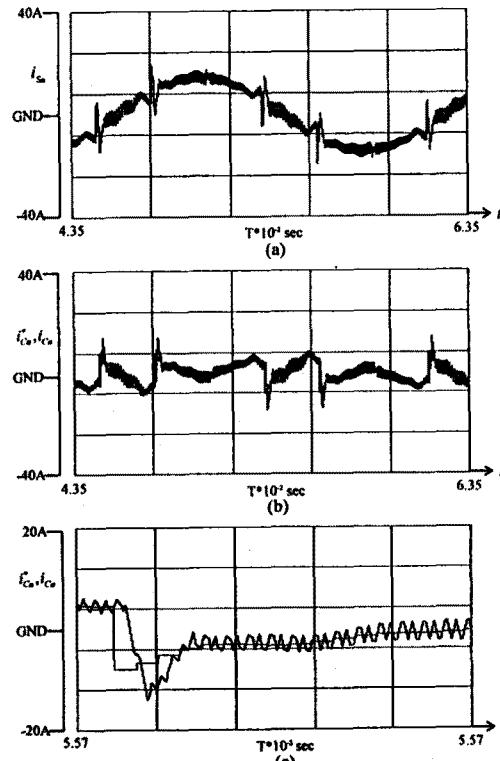


그림 8 새로운 방식에 대한 시뮬레이션

- (a) 전원전류
- (b) 기준전류와 컨버터 출력 전류
- (c) 그림 (b)의 구간학대

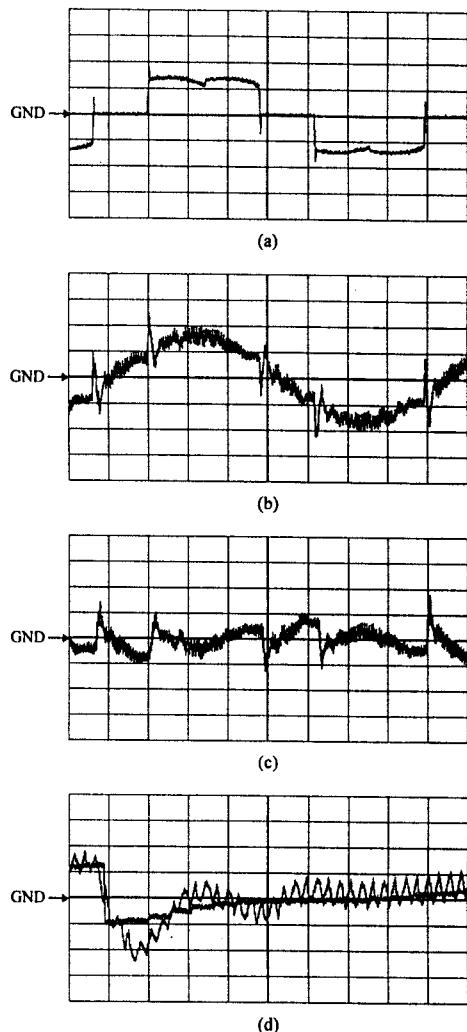


그림 9 기존의 구간 평균 전류제어 방식에 대한 실험파형

- (a) 부하전류(H: 2 ms/div, V: 10 A/div)
- (b) 전원전류(H: 2 ms/div, V: 10 A/div)
- (c) 보상 기준전류와 컨버터 전류(H: 2 ms/div, V: 10 A/div)
- (d) 그림 (c)의 구간확대(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)

### 3.2 실험 결과

이상을 실증적으로 구현하기 위해 10 kVA급 능동전력필터를 제작하였다. 제어기는 TMS320C31를 주제어기로 사용하였고, 샘플링 주기를 약 111[ $\mu$ s]로 하였다.

그림 9와 그림 10은 보상 시스템의 보상특성 실험결과이다. 부하전류의 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion, THD)은 27%이다. 보상 결과 기존방식의 경우 THD가 10%이고, 제안된 방식은 7%이다.

### 4. 결론

본 논문에서는 마이크로프로세서를 사용한 전류제어 시스템에서 연산시간지연을 제한한 평균치 전류제어기에 의해 해

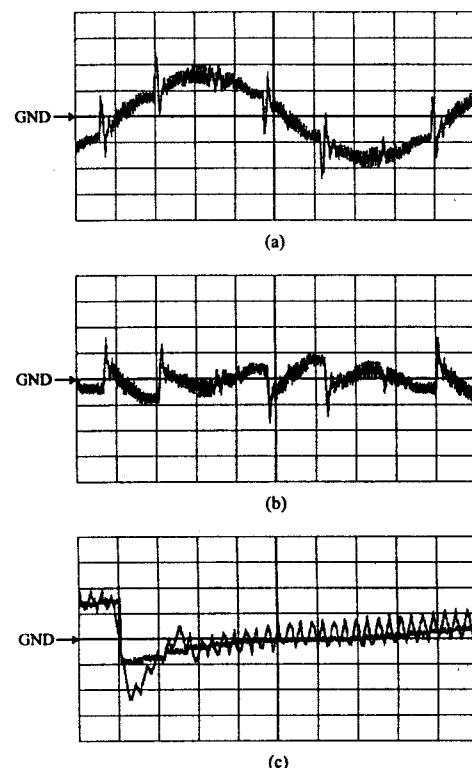


그림 10 새로운 구간 평균 전류제어 방식에 대한 실험파형

- (a) 전원전류(H: 2 ms/div, V: 10 A/div)
- (b) 보상 기준전류와 컨버터 전류(H: 2 ms/div, V: 10 A/div)
- (c) 그림 (b)의 구간확대(H: 0.2 ms/div, V: 5 A/div)

결합 수 있음을 DSP를 사용한 능동전력필터의 전류제어기에 적용하여 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

특히 Full prediction에 가까운 전류제어 특성을 얻을 수 있는 변형된 형태의 예측전류제어기를 설계하고 이 방식을 통해 능동필터의 고조파 보상성능을 더욱 개선할 수 있음을 보였다.

### 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] 권병기, 우명호, 정승기, "DSP를 사용한 예측전류제어 방식의 능동전력필터," 대한전기학회 논문집, 제 44 권, 6 호, pp. 767~775, 1995.
- [3] M. H. Woo and S. G. Jeong, "Development of DSP-based active power filter," *IEEE Proc. of IECON*, pp. 645~650, 1995.
- [4] 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.
- [5] 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.