

## 부하전류 추정기법에 의한 단상능동전력필터 제어

郭尙信, 李武永, 崔鉛鎬, 任成雲, 權宇鉉

### A Single-Phase Active Power Filter Control with Load Current Estimation Method

Sangshin Kwak, Mooyoung Lee, Youn-ho Choi, Sungun Im, Woohyen Kwon

#### 요 약

단상 능동전력필터에 있어서 비선형 부하전류를 직접 검출하지 않고 능동전력필터의 직류측 커패시터 전압을 이용해 추정하여 제어하는 방법을 제안한다. 이는 부하전류와 능동전력필터의 직류측 커패시터 전압을 동시에 검출하는 기존의 방식에 비해 부하전류 검출단을 제거할 수 있으므로 설치가 간편할 뿐만 아니라 가격을 낮출 수 있으면서도 동일한 성능의 능동전력필터의 구현을 가능하게 한다. 또한 직류측 커패시터 전압제어를 위해 샘플-홀드와 비례제어방식을 사용하므로 기존의 저역통과필터와 PI 제어시 적분기로 인한 지연을 없앨 수 있어 빠르고 우수한 과도응답특성을 나타낸다. 전원전압과 보상전류, 스위치 상태에 따라 8개의 모드로 나누어 능동전력필터의 동작을 설명하였으며, 제안한 방법의 성능을 실험을 통해 확인하였다.

#### ABSTRACT

A new control method for a single-phase active power filter, based on a load current estimation using a DC capacitor voltage of active power filter without sensing nonlinear load current, is proposed in this paper. Because the method proposed can remove the load current sensor in comparison with a conventional method sensing the load current and DC capacitor voltage together, it can make the active power filter easy installation, low cost, small size with no performance detriment. In addition, sample-hold technique and proportional control method is adopted to control the DC capacitor voltage and as no delay element such as LPF or PI control in the conventional method is used, the transient response is fast and good. Operation of a single-phase active power filter which consist of eight mode is explained according to utility voltage, compensation current and switch state, and compensation characteristics of active power filter using proposed method is verified by experiment.

**Key Words** : APF(active power filter), load current, DC capacitor voltage

### 1. 서 론

비선형 반도체 전력변환장치의 사용이 급증하고 대용량화되어감에 따라 전원측에 발생하는 고조파 및 무효 전력의 발생은 계통 전원의 질을 떨어뜨리는 심각한 문제로 대두되어 왔으며 이를 해결하고자 하는 노력이 지속적으로 이루어지고 있다. 특히 계통내의 고조파를 제거하기 위해서 사용되어 왔던 기존의 수동필

터를 대체하는 능동전력필터에 관한 연구가 단상 시스템<sup>[1][5]</sup> 모두에서 상당한 진전을 이루어 왔다. 단상 능동전력필터의 경우 아날로그 회로만을 이용한 제어기 구현이 가능해져<sup>[1][2]</sup> 이전의 DSP칩을 이용하는 경우<sup>[3]</sup>보다 단순한 제어부 구성과 함께 저가의 시스템 구현을 가능케 했다. 그러나 아직도 수동필터에 비해 능동필터는 고가의 초기 설치 비용으로 인해 상용화에 어려움을 겪고 있고, 상용화를 위한 저가의 필터구현

을 위해 능동 필터와 수동 필터를 결합하여 전체 부하 무효전력의 일부분만을 능동필터가 보상하도록 설계된 결합형 능동필터에 대한 연구도 활발하게 진행되고 있다.<sup>[6][7]</sup>

단상 능동전력필터는 비선형 부하와 병렬로 연결되어 부하전류에 포함된 무효전력과 고조파성분만을 추출해 이를 보상하므로써 전원의 역률을 개선하기 위한 시스템이다. 단상 능동전력필터의 보상 방법에 따라서 2가지의 종류로 분류할 수 있는데, 첫째는 부하의 무효전력을 계산하여 입력전류의 명령치를 결정하는 방법이고, 둘째는 DC 커패시터 전압의 기준치와 검출치와의 오차를 이용하여 입력전류의 명령치를 결정하는 방법이 있다.

첫 번째의 무효전력을 계산하는 방법은 전원 전압과 동상인 신호를 부하전류와 곱하여 적분하는 푸리에 알고리즘이 일반적으로 사용되며 측정된 부하전류를 사용하므로 입력 전류의 크기를 정확히 계산할 수 있다는 장점이 있다.<sup>[1][2]</sup> 또한 정상상태나 과도상태에서 입력전류의 최종 명령치에서 DC 커패시터 전압의 유지를 위한 전류성분은 입력전류의 명령치에 비해 매우 적은 양이므로 DC 커패시터 전압의 리플은 입력전류 최종 명령치에 미치는 영향이 아주 적다. 그러나, 이를 위해 전원전압, DC 커패시터 전압, 입력전류 및 부하전류의 검출이 필요하여 전압센서와 전류센서가 각각 2개씩 사용되므로 비용이 높고 부하의 무효전력을 계산하기 위해 복잡한 회로가 필요하다는 단점이 있다.

또한 둘째의 DC 커패시터 전압과 기준치와의 오차로서 나타나는 전력의 불평형을 이용하는 방법은 부하의 무효전력을 계산하지 않고 DC 커패시터 전압제어 회로만을 이용하여 입력전류의 크기를 결정하므로 입력전류의 최종 명령치 계산이 간단하고, 전원전압, DC 커패시터 전압, 입력전류만을 검출하면 되므로 앞의 방법에 비해 전류센서 1개를 줄일 수 있는 장점을 가진다.

그러나 검출된 DC 커패시터 전압은 120Hz의 저주파 교류성분과 스위칭 주파수의 고주파 교류성분들을 포함하고 있어서, DC 커패시터 전압과 기준치와의 오차가 그대로 입력전류의 최종 명령치가 되는 이 방법에서는 DC 커패시터 전압에 포함된 교류성분들이 입력전류의 형태에 그대로 나타나게 되는 단점을 가진다.

따라서 검출된 DC 커패시터 전압의 교류성분을 제거하기 위해 LPF가 반드시 사용되어야 하며, 이 경우 스위칭 주파수의 고주파 교류성분의 제거는 비교적 용

이하지만 120Hz의 저주파 교류성분을 제거하기 위해 매우 낮은 차단주파수를 갖는 LPF가 요구된다. 이 LPF의 삽입은 제어루프에 무시하지 못할 정도의 시간지연을 발생시키는데 APF가 정상상태일 때보다 과도상태에서의 영향이 더욱 심각하게 나타나게 된다. 즉, DC 커패시터에 에너지가 충전과 방전을 반복하게 되면 시간지연이 축적되어 적어도 2~3 사이클의 시간지연이 발생하게 되어 입력전류의 명령치는 저주파왜곡을 포함하게 되어 입력전류에 저주파 왜곡이 나타나게 된다.

따라서 본 논문에서는 첫 번째의 방식으로 능동전력필터를 제어하되 부하전류를 직접 검출하는 대신, 능동전력필터의 직류측 커패시터 전압을 이용하여 적분기와 스위치로 구성된 간단한 아날로그 회로로써 부하전류를 정확히 추정하여 사용할 수 있는 방법을 제안한다. 이는 부하전류와 능동전력필터의 직류측 커패시터 전압을 동시에 검출하는 기존의 방식에 비해 동등한 성능을 가지면서 부하전류 검출단을 사용하지 않으므로 이미 설치된 부하설비에의 부착이 용이하며, 저가의 능동전력필터를 구현한다. 또한 직류측 커패시터 일정전압제어에 샘플-홀드와 비례제어방식을 사용하여 저역통과필터와 PI 제어시 적분기로 인한 지연을 없앨 수 있기 때문에, 둘째 방법의 단점인 입력전류 명령치에 시간지연과 저주파 왜곡이 발생하지 않아 빠르고 우수한 과도응답특성을 얻을 수 있다.

또한 전원 전압과 보상전류, 그리고 스위치의 상태에 따라 8개의 모드로 나누어 능동전력필터의 동작을 설명하였으며, 본 논문에서 제안한 부하전류 추정기법을 사용하여 설계한 능동전력필터가 무효전력 및 고조파 성분을 충실히 보상함을 실험을 통해 확인한다.

## 2. 단상 능동전력필터 시스템구성 및 동작

### 2.1 단상 능동전력필터 구성

그림 1은 비선형 부하로써 단상 전파 정류기가 계통에 연결되어 있는 경우로, 단상전파정류기로 인해 발생하는 고조파전류 및 무효전력성분을 보상하기 위해 사용되는 단상 능동전력필터의 구성을 보여주고 있다. 보상기로 사용되는 컨버터는 부하전류를 항상 관측하여 보상전류성분을 순시적으로 계산하고 이를 임의의 전류제어를 통하여 부하측으로 공급한다. 능동전력필터가 부하전류에 포함된 고조파 및 무효전력성분을 부하로 직접 공급함으로써, 전원은 단지 부하의 기본파성분의 유효전력만을 공급하게 되고 정현파 형태의 전원전류를 유지하게 되므로 역률을 높일 수 있다. 또한

능동전력필터의 에너지저장소로서 커패시터가 사용된다. 원활한 전류보상을 위해 컨버터 스위칭 손실, 커패시터 누설전류등으로 인한 직류측 커패시터 전압강하분을 보상하여 항상 입력전압의 첨두치보다 높은 일정한 커패시터 전압을 유지시켜야 정상적인 능동전력필터의 동작을 기대할 수 있으므로 이를 위해 직류측 일정전압제어가 필요하다.

보상전류의 성분은 고조파 및 무효전력성분과 커패시터 충전성분을 포함하므로 고조파 및 무효전력성분을 보상하기 위한 전류성분과 커패시터를 충전하기 위한 전류성분의 합으로 계산된다. 이때 고조파 및 무효전력성분을 보상하기 위한 전류성분을 계산하기 위해서 전원전압과 부하전류의 검출이 필요하며, 직류측 커패시터를 충전시키기 위한 전류성분을 계산하기 위해서 커패시터 전압의 검출이 필요하다.

본 논문에서는 보상전류의 크기와 형태를 결정하기 위해 사용되는 부하전류를 검출하는 대신 직류측 커패시터 전압을 이용해 추정하는 방법으로 부하전류센서를 제거하였다. 또한 직류측 커패시터 전압을 제어하기 위해 샘플-홀드와 비례 제어방식을 채택하고 직류측 커패시터 전압 필터링을 수행하기 위한 저역통과필터와 PI제어기의 적분기를 사용하지 않으므로써 빠른 과도상태 응답을 유지하였다. 컨버터 출력전류제어를 위한 전류제어기로는 급격하게 변화하는 고조파 성분을 추종하기 위해 매우 빠른 전류응답 특성을 가지고 비용면에서 효율적인 히스테리시스 전류제어기를 사용하였다.

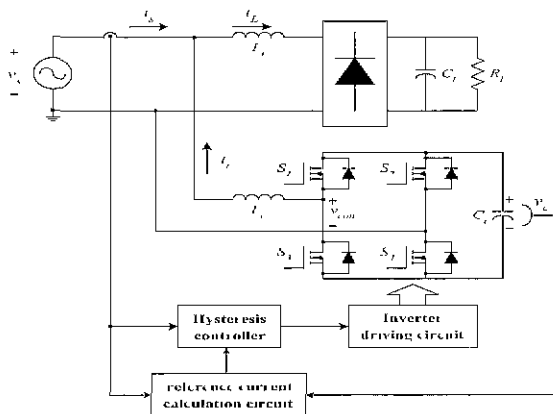


그림 1 단상 능동전력필터 시스템  
Fig. 1 Single-phase active power filter.

### 2.2 능동전력필터의 동작원리

능동전력필터는 입력전원과 보상전류, 스위칭상태에 따라 직류측 커패시터의 방전을 통해 부하에 고조파

전류 및 무효전력을 보상하는 한편 입력전원으로부터 에너지를 공급받아 직류측 커패시터 전압을 입력전압의 첨두치보다 높은 일정한 전압으로 유지시키는 동작을 동시에 수행한다. 따라서 입력전원과 능동전력필터, 부하간에 양방향성 에너지 흐름이 스위치 상태에 의해 반복된다. 능동전력필터가 부하에 무효전력을 공급하는 구간에서는 전력필터로부터 부하로 에너지 흐름이 발생하여 직류측 커패시터 전압의 방전이 일어나고, 입력전원으로부터 에너지를 공급받는 구간동안은 입력전원에서 전력필터로 에너지가 전달됨으로써 직류측 커패시터 전압의 충전이 발생한다.

양극성 펄스폭 변조기법을 사용하는 능동전력필터의 동작모드는 표 1과 같이 입력전압과 보상전류의 상태에 따라 4가지 모드로 나누어지고 각각에서 스위치 상태에 의해 직류측 커패시터 전압의 충,방전을 수행하는 8가지 동작모드로 구분된다.

표 1 능동전력필터의 동작모드  
Table 1 Operation modes of single-phase active power filter.

입력전압 ( $v_s$ )	보상전류 ( $i_c$ )	스위치 상태	모드	$\frac{di_c}{dt}$	$v_c$
$v_s > 0$	$i_c > 0$	S1, S4 ON	모드 1	$\frac{di_c}{dt} > 0$	방전
		S2, S3 ON	모드 2	$\frac{di_c}{dt} < 0$	충전
	$i_c < 0$	S1, S4 ON	모드 3	$\frac{di_c}{dt} > 0$	충전
		S2, S3 ON	모드 4	$\frac{di_c}{dt} < 0$	방전
$v_s < 0$	$i_c > 0$	S1, S4 ON	모드 5	$\frac{di_c}{dt} > 0$	방전
		S2, S3 ON	모드 6	$\frac{di_c}{dt} < 0$	충전
	$i_c < 0$	S1, S4 ON	모드 7	$\frac{di_c}{dt} > 0$	충전
		S2, S3 ON	모드 8	$\frac{di_c}{dt} < 0$	방전

그림 2는 능동전력필터의 모드 1, 2의 회로 동작상태와 등가회로를 나타낸다. 보상전류가 스위치를 통해 흐를 때 직류측 커패시터 전압이 방전되어 부하에 무효전력을 공급함과 동시에 필터 인덕터에 에너지를 저장한다 반대로 보상전류가 다이오드를 통해 흐를 때는 직류측 커패시터 전압이 충전되며, 이 때 필터 인덕터로 인한 송압효과로 인해 직류측 커패시터 전압이

입력전압의 첨두치보다 높은 전압을 유지한다.

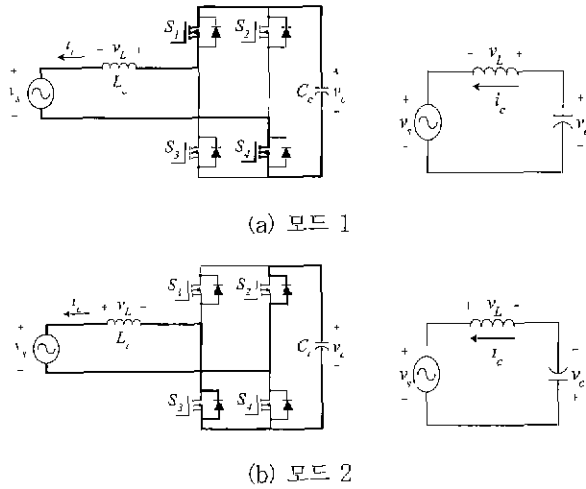


그림 2 모드 1, 2의 동작상태와 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuits of mode 1, 2.

### 3. 부하전류 추정 및 제어기 설계

#### 3.1 부하전류 추정방법

그림 1의 단상 능동 전력 필터 시스템에서 보상전류  $i_c$ 는 식 (1)과 같다. 여기서 컨버터 출력전압  $v_{con}$ 은 직류측 커패시터 전압과 스위치의 조작으로 만들어지며, 식 (2)와 같이 표현된다 따라서 직류측 커패시터 전압을 이용하여 부하전류를 식 (3)과 같이 추정할 수 있으며, 이를 위한 블록선도는 그림 3과 같다.

$$i_{c,est} = \frac{1}{L_c} \int (v_{con} - v_s) dt \quad (1)$$

$$v_{con} = u_{con} v_c \quad (2)$$

$$u_{con} = \begin{cases} 1 : S_1, S_4 \text{ ON} \\ -1 : S_2, S_3 \text{ ON} \end{cases}$$

$$i_s + i_{c,est} = i_{L,est} \quad (3)$$

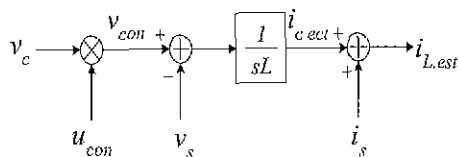


그림 3 부하전류추정을 위한 블록선도  
Fig. 3 Block diagram for the load current estimation.

$v_{con}$ 은 능동전력필터 스위치  $S_1$ 과  $S_4$ 가 도통될 때

는 직류측 커패시터 전압  $v_c$ 와 같고, 스위치  $S_2$ 와  $S_3$ 가 도통될 때는 부의 커패시터 전압  $-v_c$ 와 같다. 따라서  $v_{con}$ 은 능동전력필터의 스위치를 제어하는 신호를 이용하여 직류측 커패시터 전압을 변조함으로써 얻을 수 있다. 얻어진  $v_{con}$ 과 입력전압과의 차로써 필터 인덕터 양단의 전압을 얻을 수 있고 이를 적분하여 보상전류를 추정할 수 있다. 이것을 전류제어를 위하여 검출하는 입력전류와 더함으로써 부하전류를 추정할 수 있다 따라서 적분기와 스위치를 이용한 간단한 아날로그 회로를 사용하여 부하전류 검출기를 대체하여 부하전류 검출기를 이용하지 않고서도 항상 부하전류를 관측하는 효과를 얻을 수 있다.

#### 3.2 부하전류에 포함된 유효기본파 성분의 계산

부하전류는 식 (4)와 같이 기본파뿐만 아니라 고조파 성분을 가지고 있으며, 이중 기본파 성분은 전원에서 직접 공급하게 되며, 고조파 성분은 능동필터가 공급하게 된다.

$$i_{L,est} = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (4)$$

따라서 부하전류에 포함된 유효기본파 성분과 고조파성분의 크기를 분리하여야 하며, 이를 위해 푸리에 알고리즘이 사용된다. 푸리에 알고리즘은 크기가 2이고, 전원전압과 동상인 정현파 신호를 부하 전류와 곱한 후 한 주기  $T(1/60\text{초})$ 동안 적분하여 평균을 취하면 고조파가 포함된 부하전류로부터 유효기본파 성분의 크기를 얻는 방법으로 식 (5)와 같다.

그러므로 전원이 공급할 전원전압과 동상인 정현파 입력전류의 명령치는 식(6)과 같게 된다. 따라서 능동필터는 식 (6)으로 주어진 전류 명령치를 전원전류가 추종하도록 히스테리시스 전류제어방법을 이용해 스위치를 기폐한다. 이를 통해 부하전류에 포함된 유효기본파 성분만을 전원이 공급하며 나머지 무효전력 및 고조파 성분 전류는 능동전력필터가 보상함으로써 단위 역률의 우수한 전원 품질을 획득할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \omega t) (i_{L,est}) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \omega t) \left( \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (2 I_1 \cos \theta_1 \sin^2 \omega t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \theta_1 \sin \omega t \cos \omega t) dt \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \omega t I_n \sin(n\omega t + \theta_n)) dt \\ &= I_1 \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (5)$$

$$i_s(t) = I_s \sin \omega t \quad (6)$$

### 3.3 직류측 커패시터 일정전압 제어

능동전력필터가 비선형 부하에 원활한 무효전력 보상을 수행하기 위해서는 항상 직류측 커패시터 전압이 입력전압의 첨두치보다 높은 값으로 안정되게 유지되어야 한다. 그러나 스위칭으로 인한 손실과 커패시터의 누설 전류등으로 인하여 손실이 발생하므로 별도의 충전작용이 없다면 직류측 커패시터 전압은 입력전압의 첨두치보다 높은 값을 유지하지 못하고 감소하게 된다. 따라서, 입력 전원은 부하에 유효 전력량을 공급함과 동시에 직류측 커패시터의 에너지 손실을 보상해야 한다.

직류측 커패시터 일정전압제어를 수행하기 위한 제어방법을 식 (7)-(15)에 나타내었다. 커패시터에 걸리는 기준 전압을  $v_c^*$ 이라 하면, 커패시터에 저장되는 기준 에너지는 식 (7)과 같다

$$E_{cr} = \frac{1}{2} C_c v_c^{*2} \quad (7)$$

직류측 커패시터에 저장되는 순시 에너지는 식 (8)과 같다.

$$E_c(t) = \frac{1}{2} C_c v_c^2(t) \quad (8)$$

따라서, 한 주기 동안 직류측 커패시터의 에너지 손실은 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} \Delta E_c(t) &= E_{cr} - E_c(t) \\ &= \frac{C_c}{2} (v_c^{*2} - v_c^2(t)) \\ &= \frac{C_c}{2} (v_c^* + v_c(t)) \{ v_c^* - v_c(t) \} \end{aligned} \quad (9)$$

한 주기동안 직류측 커패시터 전압의 변동이 작다고 가정한다면  $\{ v_{cr} + v_c(t) \}$ 는 식 (10)로 근사화되고 식 (9)는 식 (11)으로 표현된다.

$$v_c^* + v_c(t) \approx 2 v_c^* \quad (10)$$

$$\Delta E_c(t) \approx C_c v_c^* (v_c^* - v_c(t)) \quad (11)$$

$$= K_1 (v_c^* - v_c(t))$$

식 (11)에 해당하는 에너지 손실을 입력 전원이 보상해야 하므로, 직류측 커패시터를 충전하기 위한 입력 전류의 크기  $I_{sc}$ 는 식 (12) 및 (13)으로 계산된다.

$$\int_0^T V_{sm} I_{sc} \sin \omega t \sin \omega t dt = \Delta E_c \quad (12)$$

$$I_{sc} = \frac{2}{TV_{sm}} \Delta E_c = K_2 \Delta E_c \quad (13)$$

여기서,  $V_{sm}$ 은 입력전압 첨두치로  $K_2 = 2 / (TV_{sm})$ 이다. 따라서, 손실분을 보상하기 위한 충전 전류의 크

기  $I_{sc}$ 는 식 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} I_{sc} &= K_2 \Delta E_c = K_2 K_1 (v_c^* - v_c(t)) \\ &= K_{12} (v_c^* - v_c(t)) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서,  $K_{12} = K_1 K_2 = \frac{2C_c v_c^*}{TV_{sm}}$

### 3.4 전체 제어기의 구성

입력 전원이 부하에서 소모하는 유효기본과 전류와 필터의 손실분에 해당하는 전류를 공급하게 되면, 부하에 흐르는 무효전력 및 고조파 성분 전류는 능동필터가 보상하게 된다. 따라서 입력측 공급전류는 식 (5)와 (14)의 합으로 주어지며 식 (15)와 같다.

$$i_s^*(t) = I_{sm} \sin \omega t \quad (15)$$

여기서,  $I_{sm} = I_s + I_{sc}$

식 (15)는 인버터의 스위치를 제어하는 기준신호가 되나, 식 (5) 및 (14)로 얻어진 크기성분의 계산이 1주기 단위로 일어나므로 이를 위하여 샘플과 홀드를 사용한다. 그림 4는 능동전력필터의 전체 제어블럭선도로 2개의 폐환루프를 사용하여 무효전력보상, 고조파 성분제거 및 직류측 커패시터의 전압을 일정하게 제어하고 있다.

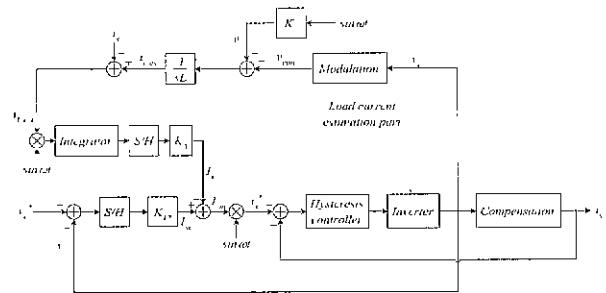


그림 4 전체 제어 블록선도  
Fig. 4 Overall control block diagram.

제어회로구성에서 샘플과 홀드를 사용하므로써 전압이나 전류 검출시 사용되는 저역통과필터와 제어시 적분기의 사용을 배제할 수 있어 신뢰성 있으면서 빠르고 우수한 응답특성을 얻을 수 있다.

또한 그림 4에서  $\sin \omega t$ 는 전원전압에서 영전압 검출기와 PLL을 이용하여 단위 정현파를 얻어내었으며, 이로써 전원 전압의 크기 및 주파수의 변화가 입력 명령치 전류의 계산에 아무런 영향을 받지 않고 무효전력을 보상할 수 있다.

### 4. 실험결과

실험에 사용된 비선형 부하로는 RC 병렬부하와 연결된 단상 전과정류회로를 사용하였으며 사용된 회로 변수들은 표 2와 같다.

표 2 실험에 사용된 회로변수값  
Table 2 Experimental circuit parameters.

회로변수	회로변수값
입력전압( $v_i$ )	110[V], 60[Hz]
필터 인덕턴스( $L_c$ )	3[mH]
직류측 커패시턴스( $C_c$ )	2000[ $\mu$ F]
부하측 인덕턴스( $L_l$ )	1[mH]
부하측 커패시턴스( $C_l$ )	960[ $\mu$ F]
부하	50%, 100%

그림 5와 6은 50%와 100%의 부하저항을 사용한 경우의 실험파형을 나타낸다. 그림 5와 6 모두에서 실제의 부하전류와 추정전류가 유사함을 알 수 있으며, 이를 이용해 계산된 보상전류가 부하전류의 고조파 성분을 모두 공급하여 입력전류는 정현파 형태가 유지되고 단위 역률을 획득함을 알 수 있다.

그림 7은 각 전류의 주파수 스펙트럼을 나타낸 것으로 보상전류가 부하전류의 고조파 성분을 모두 공급함으로써 입력전류는 기본파 성분의 주파수 스펙트럼만을 가짐을 확인할 수 있다.

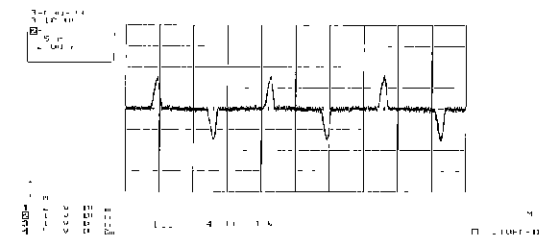
그림 8은 제안한 능동전력필터의 동특성을 확인하기 위해 부하를 50%에서 100%로 변화시켰을 때 나타나는 전원전류 파형을 측정해본 것이다. 그림에서 부하가 변화하기 전과 변화한 후에 모두 전류의 파형은 정현파 형태를 그대로 유지함을 볼 수 있다. 따라서 제안한 능동전력필터는 부하가 변화하는 상황에서도 우수한 보상특성을 가짐을 알 수 있다.

### 5. 결 론

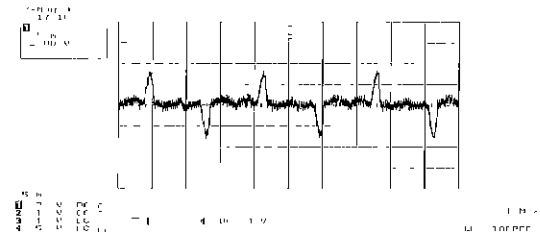
본 논문에서는 단상 능동전력필터에 있어서 부하전류를 검출하지 않고 능동전력필터의 커패시터 전압을 이용해 부하전류를 추정하여 제어하는 방법을 제안하였다. 이는 기존의 부하전류와 능동전력필터의 커패시터 전압을 동시에 검출하는 방식에 비해 부하 전류 검출단을 제거하므로써 저가의 능동전력필터의 구현

이 가능하다. 또한 제어회로의 구성시 샘플-홀드와 단순 비례제어방식을 사용하므로 기존의 저역통과필터와 PI 제어시 적분기로 인한 지연을 없앨 수 있어 빠르고 우수한 과도응답특성을 나타낸다.

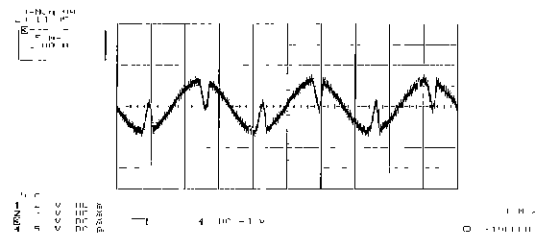
전원전압과 보상전류, 스위치 상태에 따라 8개의 모드로 나누어 능동전력필터의 동작을 등가회로와 함께 설명하였으며, 제안한 부하전류 추정방법을 실험하기 위한 시스템을 제작하였고, 제안한 능동전력필터의 성능을 실험을 통해 확인하였다.



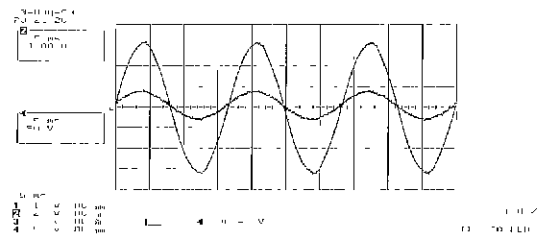
(a) 부하전류



(b) 추정된 부하전류



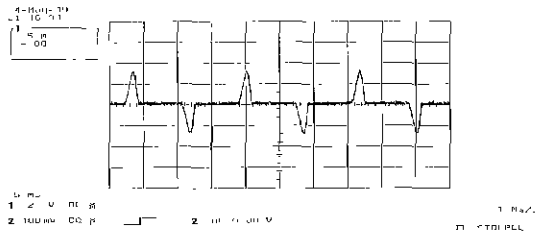
(c) 보상전류



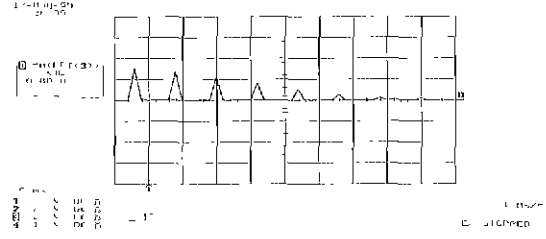
(d) 입력전압과 입력전류

그림 5 부하가 50%인 경우 실험파형

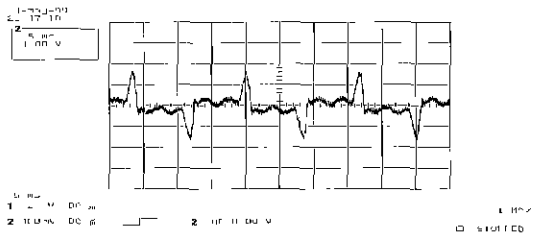
Fig. 5 Experimental waveform in case of 50% load.



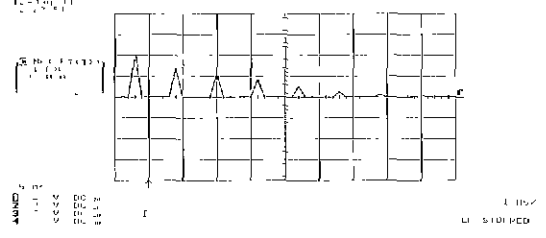
(a) 부하전류



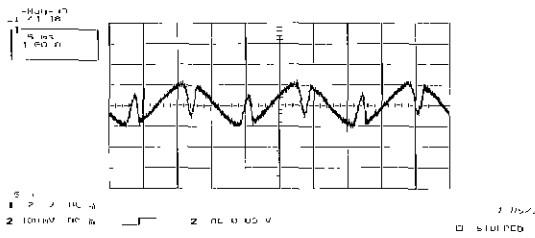
(b) 부하전류 고조파 스펙트럼



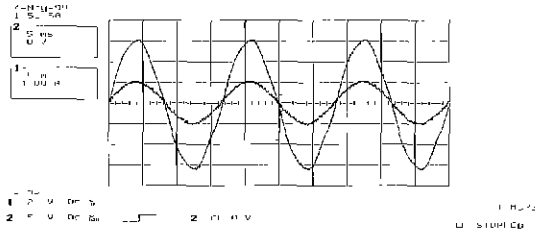
(b) 추정된 부하전류



(c) 보상전류 고조파 스펙트럼



(c) 보상전류



(d) 입력전압과 입력전류

그림 6 부하가 100%인 경우 실험파형  
Fig 6 Experimental waveform in case of 100% load.

그림 7 입력, 부하 및 보상전류의 주파수 스펙트럼  
Fig. 7 Frequency spectrum of input, load and compensation current.

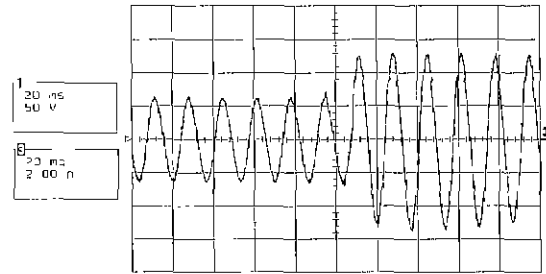
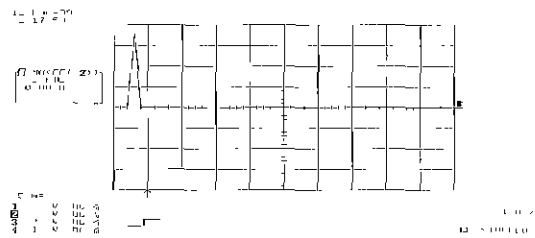


그림 8 부하가 변화(50%→100%)할 때의 전원전류 파형  
Fig. 8 The source current waveform when the load changes abruptly from 50% to 100%.



(a) 입력전류 고조파 스펙트럼

참고 문헌

[1] H.-L.Jou, J.-C.Wu and H.-Y. Chu, "New Single-Phase Active Power Filter," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 141, no. 3, pp.129-134, May 1994.  
 [2] C.Y.Hsu and H.Y.Wu, "A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy-Storage Capacitor," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 143, no. 1, pp.25-30 Jan. 1996.  
 [3] Richard M. Duke and Simon D. Round, "The

Steady-State Performance of a Controlled Current Active Filter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp.140-146, 1993.

- [4] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa and Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-20, no. 3, pp.625-630, 1984.
- [5] Juan W. Dixon, Jaime J. Garcia and Luis Moran, "Control System for Three-Phase Active Power Filter Which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads," IEEE Trans. on Industrial Electronics vol. 42, no. 6, pp.636-641, 1995.
- [6] Fang Zheng Peng, Hirofumi Akagi and Akira Nabae, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters," IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 26, no. 6, pp. 983-990, 1990.
- [7] Juan W. Dixon, Gustavo Venegas and Luis A. Moran, "A Series Active Power Filter Based on a Sinusoidal Current-Controlled Voltage-Source Inverter," IEEE Trans. on Industrial Electronics vol. 44, no. 5, pp.612-619, 1997.



**최연호(崔演鎬)**

1969년 음력 4월 30일생. 1992년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1995년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사) 2000년 2월~현재 동 대학원 전자공학과 박사수료. 1996년 1월~1998년 3월 한국통신 5급통신기술사원



**임성운(任成雲)**

1964년 10월 24일생 1987년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1991년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1995년~현재 경일대학교 제어계측공학과 조교수.



**권우현(權宇鉉)**

1953년 6월 22일생. 1988년 서강대학교 전자공학과 졸업 1979년 한국과학기술원 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 졸업(박사). 1979년~현재 경북대학교 공과대학 전자·전기공학부 교수.

저 자 소 개



**곽상신(郭尙信)**

1973년 8월 16일생. 1997년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1999년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사) 1999년 3월~현재 동 대학원 박사과정.



**이무영(李武永)**

1967년 5월 22일생. 1991년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1993년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1996년 3월 ~ 현재 동 대학원 박사수료. 1992년 12월~1996년 3월 LG전자 영상미디어연구소 주임연구원 1998년 3월~현재 두원공과대학 전자과 조교수.