

단상 액티브 파워 필터를 위한 새로운 전류 보상 방법

곽 상 신*, 이 무 영**, 최 병 태*, 최 연 호*, 임 성 운***, 권 우 현*

*경북대학교, **두원공과대학, ***경일대학교

A New Current Compensation Estimation Method For Single Phase Active Power Filter

Sang-shin Kwak*, Moo-Young Lee**, Byung-Tae Choi*, Yun-Ho Choi*, Sung-Woon Im***, Woo Hyen Kwon*

*Kyungpook Nat'l Univ. **Doowon Technical College

***Kyungil Univ.

Abstract: A new active power filter (APF) circuit with a current compensation estimation method is proposed. The current compensation estimation method replaces a current sensor with an estimating circuit and therefore reduces the implementation cost.

In addition, a simple control scheme, based on the energy balance concept, is adopted to control the voltage of a DC capacitor. Therefore energy change in the DC capacitor can be compensated in the next cycle. Since a sampling technique is used, a larger DC capacitor voltage ripple can be permissible and a relatively smaller DC capacitor can be used. The proposed method has advantages of the reduction of one current sensor, low implementation cost, and fast transient responses. The theoretical analysis and simulation results are given. The proposed control method is successfully verified by computer simulation.

다. 따라서 비선형 부하와 연결된 전원의 고조파 전류를 제거하여 높은 역률을 얻기 위한 방법 중 하나로서 액티브 파워 필터(APF: Active Power Filter)가 고안되었다. APF는 비선형 부하와 병렬로 연결되며, 부하에 고조파 전류를 보상하여 부하측의 무효 전력(reactive power)을 APF가 공급함으로써 전원에서는 기본파 성분의 전류만 흐를 수 있도록 설계되었다. 따라서 높은 품질의 전원을 얻을 수 있고, 이미 사용중인 장비에 부착될 수 있으며 부하의 형태에 관계없이 역률을 높힐 수 있다는 장점이 있다. 기존의 단상 APF를 제어하기 위해서는 전원 전압, DC 커패시터 전압, 입력 전류, 부하 전류의 검출이 필수적이었고, 이를 검출하기 위하여 2개의 전압 검출기와 2개의 고품질 전류 검출기가 필요하였다 [1-3].

본 논문에서는 검출된 DC 커패시터 전압으로부터 APF가 보상해야 할 전류를 추정하고 부하 전류를 계산할 수 있는 APF를 제안한다. 간단한 추정회로를 사용하여 전류 검출기를 대체함으로써 시스템 구현 비용을 절감할 수 있고, 검출기 오동작의 가능성을 배제시킴으로써 더 높은 신뢰성을 기대할 수 있다. 또한 DC 커패시터 전압 제어에 샘플-홀드 회로를 사용하여 한 주기동안의 DC 커패시터 전압 리플이 입력 전류의 명령치에 영향을 주지 않게 함으로써 어떠한 부하 조건에서도 완전한 정현파 형태의 입력 전류를 얻을 수 있으며, 저역통과 필터나 PI 게이서 직분기에 의한 지연 효과를 가지는 소자를 사용하지 않음으로써 과도 응답 특성이 개선된다. 제안된 방법으로 제어한 APF의 성능을 이론적 해석과 모의 실험을 통해 그 타당성을 확인한다.

1. 서론

현재 사용되고 있는 전자장비들은 대부분 비선형 부하의 특성을 가지므로, 큰 고조파 전류와 위상지연을 발생시키고 이로 인해 전원의 역률(PF: power factor)을 크게 떨어뜨릴 뿐만 아니라 EMI(Electro-magnetic Interference)등의 문제를 일으킨다.

이런 문제점을 해결하기 위하여 수동 LC 필터가 사용되었으나 이들은 큰 사이즈, 공진 특성, 고정된 보상 특성등의 단점을 가지고 있어 그 이용이 제한적이었

2. 본 론

2.1 APF의 동작 원리

그림 1은 APF를 포함한 전력 시스템으로 APF는 비선형 부하에 고조파 전류를 보상하여 입력 전원에서 흐르는 입력 전류가 부하 전류의 형태에 관계없이 입력 전압과 동상인 정현파 형태가 되게 한다. 정상적인 동작 상황에서 입력 전압은 완전한 정현파라고 가정할 수 있으며 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_s(t) = V_{sm} \sin \omega t \quad (1)$$

여기서 V_{sm} 은 입력 전압의 최대값이다.

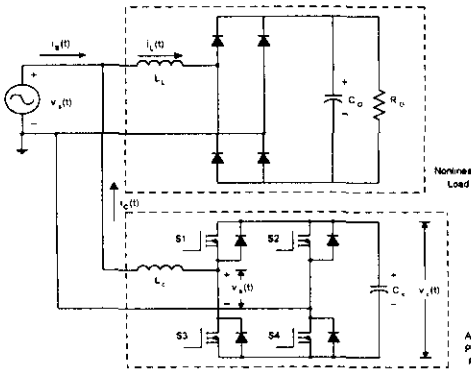


그림 1. 액티브 파워 필터를 포함한 전력 시스템
Fig 1. Power system of active power filter

또한, 비선형 부하인 정류기로 인해 부하 전류는 기본과 성분과 고조파 성분의 합으로 이루어지고 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2)$$

따라서 부하에서 소모되는 전력량은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} p_L(t) &= v_s(t) i_L(t) \\ &= I_1 V_{sm} \cos \theta_1 \sin^2 \omega t + \\ &I_1 V_{sm} \sin \theta_1 \sin \omega t \cos \omega t + \\ &\sum_{n=2}^{\infty} I_n V_{sm} \sin \omega t \sin(n\omega t + \theta_n) \\ &= p_s(t) + p_c(t) \end{aligned} \quad (3)$$

$$p_s(t) = I_1 V_{sm} \cos \theta_1 \sin^2 \omega t \quad (4)$$

$$p_c(t) = I_1 V_{sm} \sin \theta_1 \sin \omega t \cos \omega t +$$

$$\sum_{n=2}^{\infty} I_n V_{sm} \sin \omega t \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (5)$$

여기에서 식 (4)은 부하 전류 중 기본과 성분에 의한 유효 전력량이고, 식 (5)는 고조파 성분에 의한 무효 전력량을 나타낸다. APF가 비선형 부하에 무효전력량 $p_c(t)$ 를 공급하므로 입력 전원은 부하에 유효전

력량 $p_s(t)$ 만을 공급하게 된다. 따라서 입력 전원에 흐르는 입력 전류는 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} i_s(t) &= \frac{p_s(t)}{v_s(t)} \\ &= I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t \\ &= I_{sm} \sin \omega t \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 I_{sm} 은 입력 전류의 최대값을 나타낸다. 식 (6)의 입력 전류는 입력 전압과 동상이며, 완전한 정현파의 형태를 가진다. 이 때 APF는 식 (7)과 같은 보상 전류를 부하에 공급해야 한다.

$$i_c(t) = i_L(t) - i_s(t) \quad (7)$$

따라서 APF의 제어를 위해서는 전류 검출기로 부하 전류 i_L 을 검출하여 부하가 소모하는 유효전력량을 계산해야 한다. 그리고 전류 제어를 이용하여 실제 입력 전류가 계산된 입력 전류의 명령치를 추종하게 하기 위하여 실제 입력 전류를 검출하기 위한 또 하나의 전류 검출기가 필요하다. 따라서 두 개의 전류 검출기가 APF 제어를 위하여 필요하다.

2.2 제안한 APF 제어 방법

2.2.1 APF 출력 전류를 추정하는 방법

제안한 APF 제어 블록 다이어그램을 그림 2에 나타내었다.

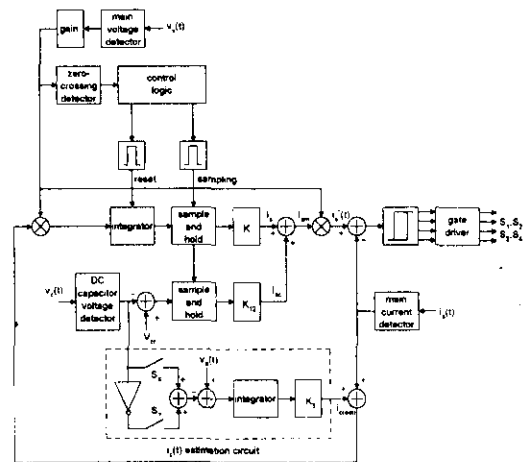


그림 2. 제안한 APF 제어 블록도
Fig 2. The proposed Control block diagram

그림 1로부터 APF 출력 전류는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_c(t) = \frac{1}{L_c} \int (v_d(t) - v_s(t)) dt \quad (8)$$

여기서 v_c 는 스위치 S_1 과 S_4 가 도통될 때는 v_c 와 같고, 스위치 S_2 와 S_3 가 도통될 때는 $-v_c$ 와 같다. 그림 2에서 스위치 S_X 는 S_1 , S_4 와 동시에 제어하고 S_Y 는 S_2 , S_3 와 동시에 제어함으로써 검출된 DC 커패시터 전압 v_c 로부터 APF의 스위치 S_1 과 S_4 양단사이의 전압 v_c 를 얻을 수 있다. 따라서 전압 검출기로 검출된 DC 커패시터 전압 v_c 를 이용, 적분기 하나만을 사용하여 i_c 를 추정할 수 있다. 입력 전류 i_s 를 전류 검출기로 검출하면 식 (7)로부터 부하 전류 i_L 를 알 수 있고 부하가 소모하는 유효 전력량을 계산할 수 있다. 따라서 적분기를 포함한 간단한 추정회로를 사용하여 전류 검출기를 대체할 수 있다.

2.2.2 입력 전류 크기의 계산

계산된 부하 전류로부터 부하에 유효전력량을 공급하기 위한 입력 전류의 크기는 다음과 같이 계산할 수 있다. 크기가 2이고, 입력 전압과 동상인 정현파를 부하 전류와 곱한 후 한 주기 $T(1/60초)$ 동안 적분하여 평균을 취하면 식 (9)과 같다.

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \omega t) \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (2 I_1 \cos \theta_1 \sin^2 \omega t) dt + \\ &\quad \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \theta_1 \sin \omega t \cos \omega t) dt + \\ &\quad \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T (2 \sin \omega t I_n \sin(n\omega t + \theta_n)) dt \\ &= I_1 \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)의 결과는 식 (6)에서 보여준 입력 전류의 크기를 계산해냈음을 보여준다. 그림 2에서 검출된 입력 전압은 적당한 크기로 가변된 후 계산된 부하 전류와 곱해지고, 한 주기 $T(1/60초)$ 동안 적분되어 식 (9)에 해당하는 값을 얻는다. 이 값은 샘플-홀드 회로를 통해 한 주기동안 유지된다. 또한 입력 전압을 영점 검파기 (zero-crossing detector)를 통해 만든 제어 신호는 매 주기의 시작때마다 적분기를 리셋하고 매 주기의 마지막때 적분된 값을 샘플링하여 다음 주기동안 그 샘플링된 값을 유지한다.

2.2.3 DC 커패시터 전압 제어

APF가 비선형 부하에 정확한 무효 전력을 공급하기 위해서는 DC 커패시터 전압이 안정되어야 한다. 그러나 APF의 스위칭 손실과 커패시터의 누설 전류로 인해 DC 커패시터 전압은 일정하게 유지되지 않는다. 따라서, 입력 전원은 부하에 유효 전력량을 공급함과 동

시에 DC 커패시터의 에너지 손실을 보상해야 한다. 이런 방식으로 DC 커패시터 전압이 일정하게 유지되도록 제어할 수 있다. 커패시터에 걸리는 기준 전압을 V_{cr} 이라 하면, 커패시터에 저장되는 기준 에너지는 식 (10)과 같다.

$$E_{cr} = \frac{1}{2} C_c V_{cr}^2 \quad (10)$$

그리고, 커패시터에 저장되는 순시 에너지는 식 (11)과 같다.

$$E_c(t) = \frac{1}{2} C_c v_c^2(t) \quad (11)$$

따라서, 한 주기 동안 커패시터의 에너지 손실은 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} \Delta E_c(t) &= E_{cr} - E_c(t) \\ &= \frac{C_c}{2} (V_{cr}^2 - v_c^2(t)) \\ &= \frac{C_c}{2} (V_{cr} + v_c(t))(V_{cr} - v_c(t)) \end{aligned} \quad (12)$$

한 주기동안 DC 커패시터 전압의 변동이 작다고 가정한다면 $(V_{cr} + v_c(t))$ 는 식 (13)로 근사화시킬 수 있다.

$$V_{cr} + v_c(t) \approx 2V_{cr} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \Delta E_c(t) &\approx C_c V_{cr} (V_{cr} - v_c(t)) \\ &= K_1 (V_{cr} - v_c(t)) \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에 해당하는 에너지 손실을 입력 전원이 보상해야 하므로, DC 커패시터를 충전하기 위한 입력 전류의 크기 I_{sc} 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\int_0^T V_{sm} I_{sc} \sin \omega t \sin \omega t dt = \Delta E_c \quad (15)$$

$$I_{sc} = \frac{2}{TV_{sm}} \Delta E_c = K_2 \Delta E_c \quad (16)$$

$$\text{여기서, } K_2 = \frac{2}{TV_{sm}}$$

따라서, 충전 전류의 크기 I_{sc} 는 식 (17)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} I_{sc} &= K_2 \Delta E_c = K_2 K_1 (V_{cr} - v_c(t)) \\ &= K_{12} (V_{cr} - v_c(t)) \end{aligned} \quad (17)$$

$$K_{12} = K_1 K_2 = \frac{2C_c V_{cr}}{TV_{sm}} \quad (18)$$

그러므로, 입력 전류의 최대값은 부하에 유효전력량을 공급하기 위한 크기와 DC 커패시터 전압을 제어하기 위한 크기를 합한 것으로 식 (19)과 같다.

$$I_{sm} = I_s + I_{sc} \quad (19)$$

식 (19)에 입력 전압과 동상인 정현파 $\sin \omega t$ 를 곱하면 APF를 제어하기 위한 입력 전류의 명령치를 식 (20)과 같이 얻을 수 있다.

$$i_s^*(t) = I_{sm} \sin \omega t \quad (20)$$

전류 제어를 이용하여 실제 입력 전류가 식 (20)의 명령치를 추종하도록 제어한다.

2.3 모의실험

그림 3은 PSPICE 소프트웨어를 사용하여 실행한 모의실험 결과이며 사용된 계수들은 표 1과 같다.

표 1. 모의실험에 사용된 계수
Table 1. parameter of simulation

$v_s(t)$	220V	L_F	10mH
L_i	10mH	C_F	900 μ F
C_o	900 μ F	V_{cr}	400V
R_o	100 Ω , 35 Ω	f_s	60Hz

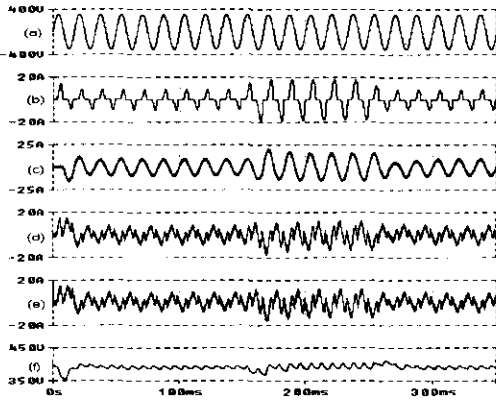


그림 3. 제안된 방법을 사용한 APF의 모의실험 파형
(a) v_s (b) i_L (c) i_s (d) i_L (e) $i_{c(es)}$ (f) v_c

Fig 3. Simulation results of APF using the proposed method

(a) v_s (b) i_L (c) i_s (d) i_L (e) $i_{c(es)}$ (f) v_c

모의 실험 결과파형은 적분기를 사용한 APF 출력 전류 추정회로가 실제 전류를 정확히 추정할 수 있음을 보여준다.

첫 주기동안은 입력 전류 명령치 $i_s^*(t)$ 를 계산하지 못하므로, 부하 전류는 모두 APF 출력 전류로부터 공급되며 DC 커패시터에 저장된 에너지의 방전으로 인해 DC 커패시터 전압은 떨어진다. 그러나 두 번째 주기부터는 입력 전원이 부하에 유효 전력을 공급함과 동시에 DC 커패시터 전압을 기준 전압까지 증가시킨다. 이때의 입력 전류는 완전한 정현파의 형태를 유지한다. 전체 제어 회로에 적분기와 샘플-홀드에 의한 주기 지연을 제외하고는 다른 지연 소자를 사용하지 않으므로써 과도 응답이 빠르고 좋다. 그리고 샘플-홀드를 사용하여 입력 전류 명령치 $i_s^*(t)$ 를 계산함으로써 DC 커패시터 전압 파형의 리플 형태에 영향을

받지 않고 완전한 정현파 형태를 유지할 수 있다. 모의 실험에서 부하 저항 R_o 를 100 Ω 에서 35 Ω 으로 변화를 주었으며 다시 100 Ω 으로 변화시켰다. 이 때에도 입력 전류는 변화가 일어난 다음 주기에 새로운 명령치로 잘 수렴되며 보상 전류도 잘 추정됨을 볼 수 있다.

3. 결론

본 논문에서는 검출된 DC 커패시터 전압을 이용하여 APF 출력 전류를 추정하여 제어하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 기존의 APF 제어 방법에 비해 하나의 전류 검출기만을 사용하므로 구현 비용을 절감시킬 수 있으며 입력전류의 파형이 부하에 관계없이 항상 정현파 형태를 유지할 수 있고 과도 특성이 개선되었다. 본문에서의 이론적 해석과 PSPICE 모의실험 결과는 제안된 APF가 기존의 APF가 가지는 성능을 모두 가짐을 보여준다. 향후 실험을 통한 검증이 요구된다.

[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] J. H. Choi and J. H. Kim, "A Bi-directional UPS with the Performance of Harmonic and Reactive Power Compensation," IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '97) Records, pp. 323-328, 1997.
- [3] C. Y. Hsu and H. Y. Wu, "A New Single-phase Active Power Filter with Reduced energy-storage Capacity," IEE Proc-Electr. power appl., vol. 143, no. 1, pp. 25-30, January 1996.
- [4] J. W. Dixon, J. J. Garcia, and L. Moran, "Control System for Three-Phase Active Power Filter Which Simultaneously Compensates power Factor and Unbalanced Loads," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, no. 6, pp. 636-641, December 1995.
- [5] 박 창규, "필터 인덕터 전류를 이용한 단상 액티브 파워 필터 제어," 경북대학교 공학석사학위논문, 1997.
- [6] R. M. Duke and S. D. Round, "The Steady-State Performance of a Controlled Current Active Filter," IEEE Trans. power electronics, vol. 8, no. 2, pp. 140-146, April 1993.