

# 직렬형 능동필터와 수동형 병렬필터를 이용한 전원불평형 및 고조파 전류 보상

이지명, 이동춘  
영남대학교 전자정보공학부

## Series-Active and Shunt-Pasive Type Power Filter Compensating Harmonic Currents and Unbalanced Voltages of Source

G-Myoung Lee, Dong-Choon Lee  
School of Electrical Eng. and Computer Science, Yeungnam Univ.

### ABSTRACT

A novel control scheme compensating for source voltage unbalance and harmonic current for series active power filters is proposed, where the references for voltage unbalance and current harmonic and phase angle is derived from the positive sequence component of the source voltage obtained simply through digital all-pass filters, which makes the whole control algorithm simpler than other methods using p-q theory. In addition, the harmonic component of source current is compensated by harmonic component of load voltage and therefore fundamental component of source current is considered as separated terms for the control issue. The validity of the proposed scheme has been verified by experimental results.

### 1. 서 론

최근 전력품질에 대한 관심이 고조됨에 따라 능동 전력 필터에 대한 연구가 활발해지고 있다<sup>[1]</sup>. 능동형 전력필터는 크게 전류를 주입하는 병렬형과 전압을 주입하는 직렬형으로 구분하는데 직렬전압 링크단을 갖는 PWM기법을 이용한 전력변환장치가 광범위하게 사용되는 최근의 경향을 미루어 볼 때 전압형 고조파와 전원불평형에 대응할 수 있는 직렬형 능동필터가 병렬형 능동필터에 비해 더욱 효과적인 방식으로 인식되고 있다<sup>[2]</sup>. 이때 직렬능동필터는 일종의 전압원으로 동작하며 보상 기준치의 계산 방법이 직렬형 능동필터를 평가하는 기준이 되기도 한다<sup>[3]</sup>.

그러나 근본적으로 전원 불평형을 고려해야 한다는 점에서 기준치와 기준각의 계산이 용이하지 않고 특히 제어에 있어 고차 및 저차 통과 필터가 많이 사용된다는 문제가 있고, 전력시스템과 능동필

터가 변압기로 연결되어야 한다는 문제가 있어 병렬형 능동필터에 비해 활발한 연구가 이루어지지 못한 것이 사실이다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 전원측의 전압불평형과 고조파전류를 보상하는 복합형 직렬능동전력필터의 새로운 제어기법을 제안하고자 한다. 전원의 불평형 및 고조파 전류의 보상 기준치와 제어기준각이 모두 전압원전압의 정상성분으로부터 계산된다. 따라서 기존의 방식에 비해 디지털필터의 사용에 의한 제어구조의 복잡성 및 안정도의 악화를 방지할 수 있고, all-pass filter를 사용하여 전압원전압의 정상성분을 검출하므로 위상 지연 및 크기 감쇠를 최소화할 수 있다.

한편, 상전류의 기본파와 실제 상전류의 차이를 이용하여 전압원전류의 고조파성분을 보상하고 아울러 부하전압의 고조파성분을 이용하여 전압원고조파에도 효과적으로 대응하도록 하였다. 한편 보다 빠르고 안정된 제어를 구현하기 위해 인버터의 제어를 동기좌표계상에서 구현하였다.

### 2. 복합형 능동전력필터의 제어

#### 2.1 시스템 구성

그림1은 병렬형 수동필터를 갖는 직렬형 능동필터를 보인다. 비선형 부하로는 3상 다이오드 정류기가 사용되며 고조파 전압원으로 동작하여 전압원라인에 고조파 전류를 야기한다. 전원의 불평형전압과 고조파전류를 보상하기 위한 기준전압은 PWM 인버터에서 변조되며 직렬변압기를 통하여 전력시스템에 전달된다. 능동필터의 용량을 줄이기 위하여 5차 및 7차 수동필터가 병렬로 연결되며 고조파 전류를 흡수한다.

#### 2.2 전원의 정상분 및 제어기준각 검출

[5]를 참조하여 불평형 전압원전압  $e_a, e_b, e_c$ 에 대한 정상성분을 표현하면 (1)식과 같다.

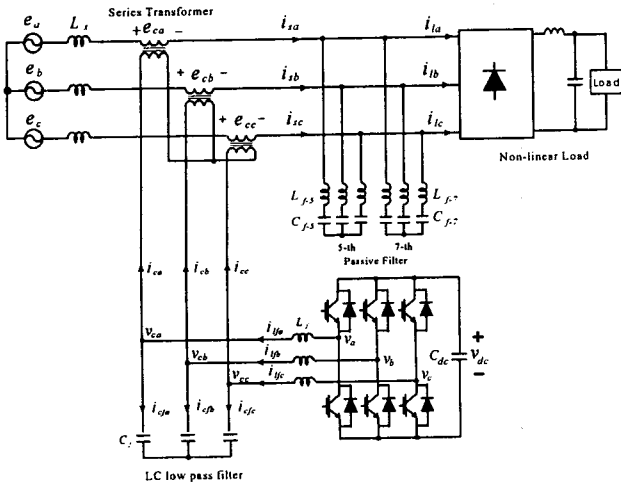


그림 1 병렬형 수동필터를 갖는 복합형 능동필터

$$\begin{aligned}
 e_{a(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_a - \frac{e_b}{2} - \frac{e_c}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (e_b - e_c) \\
 e_{b(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_b - \frac{e_a}{2} - \frac{e_c}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (e_c - e_a) \\
 e_{c(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_c - \frac{e_b}{2} - \frac{e_a}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (e_a - e_b)
 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $j$ 는  $90^\circ$  위상이동을 의미하고 (2)의 전달함수를 갖는 all-pass filter로써 구현할 수 있다.

$$Y(s) = \frac{s^2 - bs + c}{s^2 + bs + c} X(s) \quad (2)$$

이때  $e_{a(+)}, e_{b(+)}, e_{c(+)}$ 가 3상 평형을 이루므로 q-d의 정좌표계로 변환하면 (3)식과 같다.

$$\begin{bmatrix} e_{qs(+)} \\ e_{ds(+)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{a(+)} \\ (e_{c(+)} - e_{b(+)})/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)식으로부터 전원전압 정상성분의 a상에 동기된 제어기준각은 (4)식으로 검출된다.

$$\theta = \tan^{-1} \left( -\frac{e_{ds(+)} }{e_{qs(+)} } \right) \quad (4)$$

이 방법은 기존의 저역통과필터나 대역통과필터를 이용한 위상검출법의 위상지연이나 크기 감소의 문제를 피할 수 있고 all pass filter의 이득만 동조하면 되므로 PLL보다 설계가 용이한 장점이 있다.

### 2.3 불평형 전원전압의 보상

(3)을 동기좌표계 상에서 표현하면 (5)식이 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{qe(+)} \\ e_{de(+)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{qs(+)} \cos \theta - e_{ds(+)} \sin \theta \\ e_{qs(+)} \sin \theta + e_{ds(+)} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

부하 전압의 기준치는 전원전압의 정상분과 그의 동기좌표계값으로부터 (6)식으로 구한다.

$$\begin{bmatrix} e_{a\ bal} \\ e_{b\ bal} \\ e_{c\ bal} \end{bmatrix} = K_u \begin{bmatrix} e_{a(+)} \\ e_{b(+)} \\ e_{c(+)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

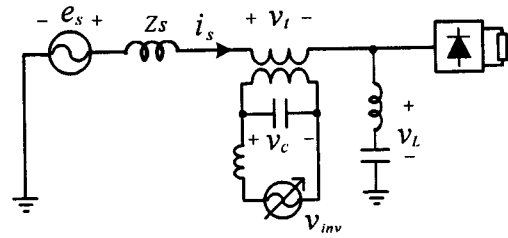


그림 2 복합형 능동필터의 단상등가회로

여기서  $K_u = E/e_{qe(+)}$ 이며  $E$ 는 요구되는 부하전압의 피크치이다. 따라서 전원 불평형전압을 보상하는 기준치는 (7)식으로 구해진다.

$$\begin{aligned}
 v_{va}^* &= e_{a\ bal} - e_a \\
 v_{vb}^* &= e_{b\ bal} - e_b \\
 v_{vc}^* &= e_{c\ bal} - e_c
 \end{aligned} \quad (7)$$

### 2.4 전원측 고조파전류의 보상

전원 상전류의 고조파 보상은 전압원 및 전류원 고조파 보상항으로 구분된다. 먼저 그림 2의 단상 등가회로에서 전원전류의 고조파는 다음과 같다.

$$i_{sh} = \frac{e_{sh} - v_c - v_{Lh}}{z_s} \quad (8)$$

여기서  $z_s[\Omega]$ 는 전원의 임피던스를,  $v_c$ 는 보상전압을 의미하며 전원의 고조파성분  $e_h$ 가 없을 경우 전원전류의 고조파성분은 부하전압의 고조파성분  $v_{Lh}$ 에 기인함을 알 수 있다. 따라서 전원 전류의 고조파를 보상하기 위한 기준치를 (9)식으로 선정할 경우 전원전류의 고조파는 이론적 영이 된다.

$$v_c^* = v_{Lh} \quad (9)$$

한편,  $v_{Lh}$ 을 직접 측정된 부하전압을 필터링하여 검출할 수도 있으나 부하전압의 기본파가 전원전압의 정상분과 일치된다는 점을 이용하여 (10)식으로 구하였다.

$$v_{Lh} = e_{bal} - v_L \quad (10)$$

한편, 제어에 사용되는 센서의 수를 줄이기 위해 부하전압은 전원임피던스를 부하임피던스의 2%로 가정하고 (11)식과 같이 추종된 값을 이용한다.

$$v_L = e_s - v_c - i_s z_s \quad (11)$$

한편, 고조파 전류원을 보상하는 기준치는

$$v_c^* = K_{vh}(i_s^* - i_s) \quad (12)$$

이며, 전원전류의 기준치  $i_s^*$ 는 전압의 정상분과 상전류의 실효치로부터 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
 i_{sa}^* &= \sqrt{2} RMS(i_{sa}) K_h e_{a(+)} = I_s \cos \theta \\
 i_{sb}^* &= \sqrt{2} RMS(i_{sa}) K_h e_{b(+)} = I_s \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 i_{sc}^* &= \sqrt{2} RMS(i_{sa}) K_h e_{c(+)} = I_s \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \quad (13)$$

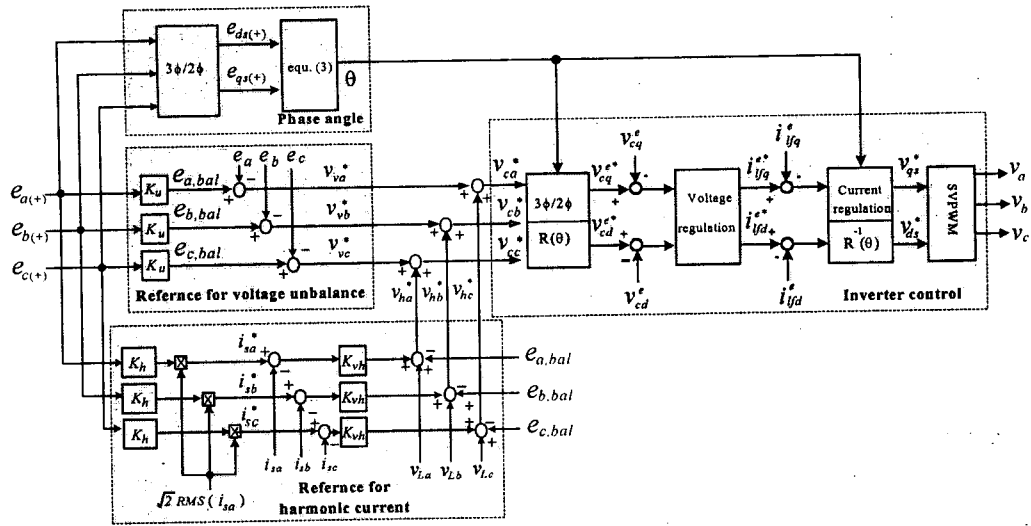


그림 3 전체 블록도

여기서  $K_h = 1/e_{qe(+)}$ 이다.

(10)식과 (12)식은 각각 고조파 및 기본파 보상성분의 기준치이며 전원 전류의 보상 기준전압은 다음과 같다.

$$v_h^* = K_{vh}(i_s^* - i_s) + v_{Lh} \quad (14)$$

전원전류의 고조파 성분의 보상 역시 전원전압의 정상 성분과 간단한 연산으로 구해지므로 기존의 방법에 비해 제어구조가 간단해진다.

### 2.5 PWM 인버터의 제어

전 절의 결과로부터 전원불평형과 고조파 전류의 보상하는 기준치는 (7)과 (14)식의 합으로 주어지며 인버터 출력단 필터 커패시터의 전압 기준치로 사용된다.

그림 3은 전 절에서 서술한 기준치 발생기법과 인버터 출력 전압 및 전류 제어기법을 블록도로 표현한 것이다. 필터 커패시터의 충전전압제어와 필터 인덕터 전류제어를 직렬로 연결한 제어기법을 이용하였다.

### 3. 실험 및 고찰

실험에서 사용된 시스템의 파라미터는 표 1과 같고 전원 전압은 10%의 역상분을 가진다.

표 1 시스템 정수

Input voltage	100Vmax(phase)
5 <sup>th</sup> passive filter	L=1.4[mH], C=200[μF]
7 <sup>th</sup> passive filter	L=1.4[mH], C=100[μF]
DC link capacitor	C=2350[mF]
Inverter output filter	L=1.4[mH], C=10[μF]
Switching frequency	3.5[kHz]

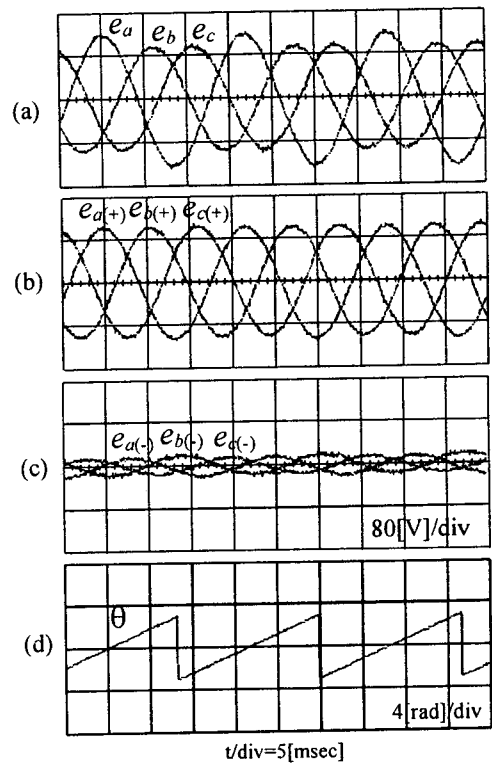


그림 4 전원전압 및 위상

(a)전원전압 (b)정상분전압 (c)역상분전압 (d)위상각

그림 4는 10%의 역상분이 포함된 전원 상전압과 전원전압의 정상분, 역상분 그리고 정상분에서 검출한 위상을 보인다. 평형 성분인 정상성분은 (b)로 검출되었으며 이로부터 검출한 위상 (d) 역시 왜곡이나 지연성분이 거의 없다. 한편, 그림 (c)의 역상분은 불평형 보상 기준치와 동일하다.

그림 5는 불평형성분 보상 전의 부하전압, 부하전류와 전원전류를 보인다. 이때 전원측의 고조파전류는 이미 보상되고 있다. 부하전압 및 전원전류에 불평형이

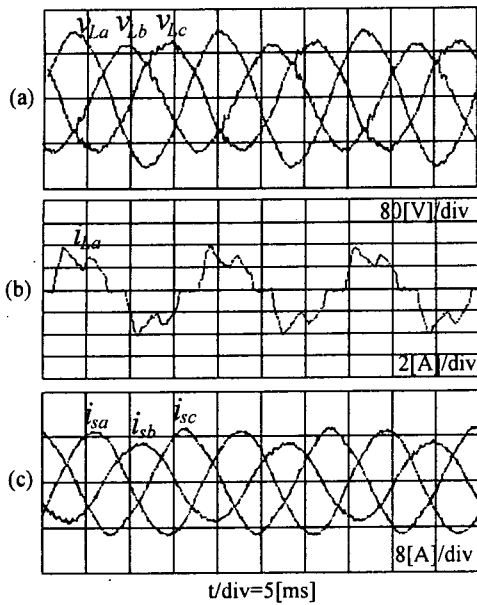


그림 5 불평형 보상전의 파형  
(a) 부하전압 (b) 부하전류 (c) 전원전류

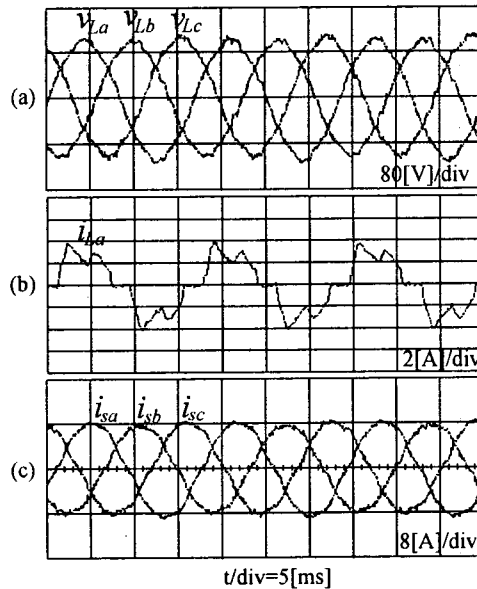


그림 5 불평형 보상전의 파형  
(a) 부하전압 (b) 부하전류 (c) 전원전류

존재함을 알 수 있다.

그림 6은 불평형 성분의 보상결과를 보인다. 각 파형은 그림 5에 대응된다. 부하전압 및 전원전류가 평형상태로 회복되며 고조파전류의 보상성능도 잘 유지된다.

그림 7은 고조파전류 보상 후의 부하전류와 전원전류의 고조파 스펙트럼을 보인다. 부하전류의 고조파 성분이 전원측에서 제거되었음을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 전원전압의 정상분으로부터 전원불평

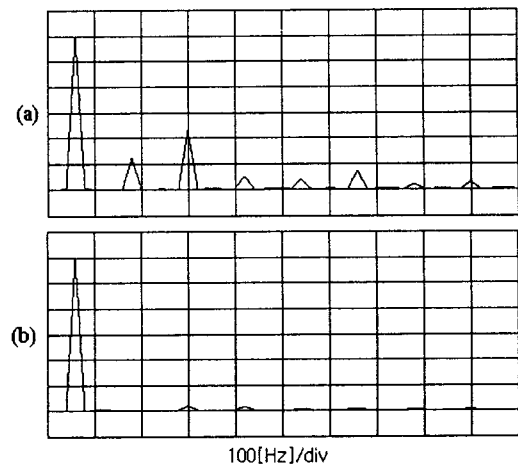


그림 7 고조파 스펙트럼  
(a) 부하전류, (b) 전원전류

형 및 전원전류 고조파 보상 기준치 그리고 인버터 제어에 사용되는 전원의 위상을 검출하는 방법을 제시하였다. 각기 독자적인 보상 기준치 및 위상검출 기법을 갖는 방식에 비해 제어기의 구조가 간단하며 위상지연을 수반하는 고역 및 저역통과필터의 사용을 최소로 제한할 수 있다는 장점이 있다. TMS320c31 프로세서를 이용한 3[kVA] 복합형 능동필터의 실험을 통하여 제안된 기법의 타당성을 검증하였고 그 결과 부하단의 전압불평형률(10%→1.8%)과 전원전류의 고조파함유율(THD=44.8%→3.8%)이 충분히 감소됨을 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-Phase VSI Operating with Unbalanced Switching Functions, *IEEE Trans. on P. E.*, Vol. 9, No. 3, pp. 269~274, 1994.
- [2] J. W. Dixon, J. J. Garcia, and L. A. Moran, Control System for Three-phase Active Power Filter which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Load, *IEEE Trans. on I.E.*, Vol. 42, pp. 636~641, 1995.
- [3] M. El-Habrouk, M. K. Darwish and P. Mehta, Active Power Filters: A Review, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 5, pp. 403~413, 2000.
- [4] L. Moran, I. Pastorini, J. Dixon and R. Wallace, Series Active Power Filter Compensates Current Harmonics and Voltage Unbalance Simultaneously, *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol 147, no. 1, pp. 31~36, 2000.
- [5] S. S. Lee, J. K. Kang, and S. K. Sul, A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Condition in Power System, *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 2167~2172, 1999.