

## 회전좌표계를 이용한 병렬형 단상능동전력필터의 제어알고리즘에 관한 연구

허진석\*, 김영조\*\*, 김영석\*  
인하대학교\*, 유한대\*\*

### A Study on Control Method of Parallel Single-Phase APF Using Rotating Reference Frames

J.S. Heo\*, Y.S. Kim\*, and Y.J. Kim\*\*  
Inha University\* Yuhan college\*\*

#### ABSTRACT

본 논문에서는 비선형 단상부하에 의해 발생하는 전류 고조파를 보상하기 위한 단상능동전력필터의 제어방법을 제안한다. 측정된 부하전류에 시간지연을 주어 가상의 두 번째 상을 만들어서 단상시스템을 두 축을 갖는 시스템으로 만들어 복소계산이 가능하게 한다. 기존의 방법과 달리 저역통과필터의 지연특성을 고려하여 필터를 통과한 지연된 위상을 가진 정현파를 가상의 상으로 이용하였다. 두 개의 상이 존재하므로 순시로 무효전력을 구할 수 있게 된다. 본 논문에서는 회전좌표계를 사용하여 순시계산을 하였고, 부하전류만을 검출하여 보상전류 지령치를 구하였다. RL부하에 대한 실험을 수행하였고, 이러한 실험을 통하여 제안된 제어법의 유효성을 입증하였다.

#### 1. 서 론

SMPS, UPS, 컴퓨터 시스템 등 사이리스터 컨버터나 다이오드 정류기와 같은 반도체 전력변환장치로 사용하는 부하는 비선형 부하로 동작하여 전원측에 심각한 고조파를 발생시키는 주요 원인이 된다. 이러한 고조파 전류는 전원전압의 왜곡 및 발전기, 송전선, 변압기 등과 같은 전력계통 장치들의 용량증대를 가져오며, 각종 전력장치들에 열 및 진동을 발생시켜서 절연과피나 수명 단축을 야기할 수 있다. 그리고, 계측장비와 같은 각종 전자장비의 오동작이나 통신 시스템에 EMI현상을 야기한다..

고조파 제거를 위해 사용되는 수동필터는 저가이지만 특정차수의 고조파만을 선택적으로 보상할 수 있기 때문에 전원단에 광범위한 차수의 고조파가 발생할 경우에는 그다지 만족할만한 성능을 얻기 힘들고, 전원 측 임피던스와 직렬공진을 일으킬 가능성을 항상 내재하고 있다. 이러한 수동필터의 해결책으로 3상 능동전력필터가 개발

되었다.<sup>[1][2]</sup>

단상 부하는 3상 부하에 비해 전류 고조파에 대한 상관성이 높다. 그러나 단상능동전력필터에 대한 연구는 3상 능동전력필터에 비해서 미비한 편이다. 보상 방법에 따라서 부하의 무효전력을 계산하여 보상전류의 지령치를 결정하는 방법과<sup>[3]</sup> DC 커패시터 전압의 기준치와 검출치와의 오차를 이용하여 입력전류의 지령치를 결정하는 방법으로<sup>[4]</sup> 나눌 수 있다.

IEEE-519 고조파 기준에 부합하는 일반적으로 능동전력필터를 설치하는 지점인 PCC(Point of Common Coupling)에 3상 능동전력필터를 설치할 때에는 컨버터의 스위칭에 의해서 전압왜곡이 발생하게 된다. 그리고 무효전력이 설치된 장치에서 순환하고 각 상의 부하들 사이에 간섭이 일어난다. 그러나 단상능동전력필터는 부하 각각에 대하여 보상이 이루어지므로 전류 고조파 성분을 제거하고 무효전력을 보상함으로써 PF를 개선하고, 부하 사이의 간섭의 가능성을 감소시킨다. 그리고 하나의 단상능동전력필터에 고장이 발생해도 입력전류는 그다지 왜곡되지 않는 이점이 있다.<sup>[5]</sup>

본 논문에서는 전류 고조파를 저감시키기 위한 한 방법으로 단상능동전력필터를 연구하였다. 실제의 전류에 시간지연을 주어 가상의 상을 이용하여 복소계산을 하는 대신에 저역 통과 필터를 통과한 후의 위상이 다른 전류 파형을 사용하여 회전좌표계를 이용하여 보상전류 지령치를 구하였다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 단상능동전력필터의 동작

그림 1은 병렬형 단상능동전력필터의 전반적인 동작을 보여준다. 비선형 부하에 의해 생성된 왜곡된 부하전류( $i_L$ )와 전원( $V_S$ )과 동기하는  $\theta(=\omega t)$ 를 고조파 검출장치에 입력시키고, 출력된 고조파 성분을 보상전류 지령치( $i_{c\ ref}$ )로 사용한다. 이 성분

은 인버터 출력전류( $i_c$ )와 히스테리시스 전류제어기를 통해 비교된 후의 PWM 신호는 게이트 드라이버를 지나 인버터를 구동한다.

본 논문에서는 기본과 성분( $i_j$ )을 구한 후에 부하 전류에서 빼준 총 고조파 성분을 보상지령전류로 이용하였다.

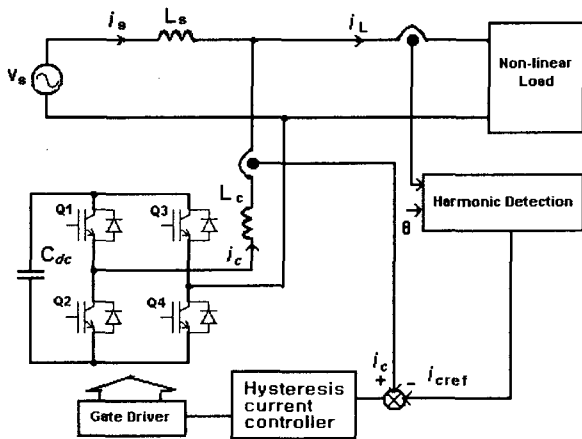


그림 1 능동전력필터의 구성도  
Fig. 1 Schematic representation of APF

## 2.2 고조파 보상원리

3상에서 순시무효전력이론을 기본으로 한 고조파 검출 방법을 살펴보면, 처음에는 항상 3상 2상 변환(abc to aβ)을 한 후 다음의 계산이 이루어진다. 단상 회로에서는 위에 제시한 방법을 단지 실제 상에 시간지연을 줌으로써 가상의 상을 만들고, 간단하게 고정 좌표계(aβ coordinates)를 만들 수 있게 한다. 이것은 3상에서 사용하는 것과 같이 단상에서도 직교 좌표 시스템을 적용할 수가 있다.<sup>[6]</sup>

실제의 단상 부하전류를 다음과 같이 정의한다.

$$i_{Re}(wt) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2n-1} \cos[(2n-1)wt - \phi_{2n-1}] \quad (1)$$

$i_{Re}(wt)$ 를 Re 축으로 놓고, 저역통과필터를 거친 전류 성분을 Im 축으로 삼는다

$$i_{Im}(wt) = \sqrt{2} I_1 \cos(wt - \phi - \psi) \quad (2)$$

식 (1), (2)를 이용하면 복소 좌표 시스템을 얻을 수 있다.

$$i_a = i_{Re}(wt), \quad i_\beta = i_{Im}(wt) \quad (4)$$

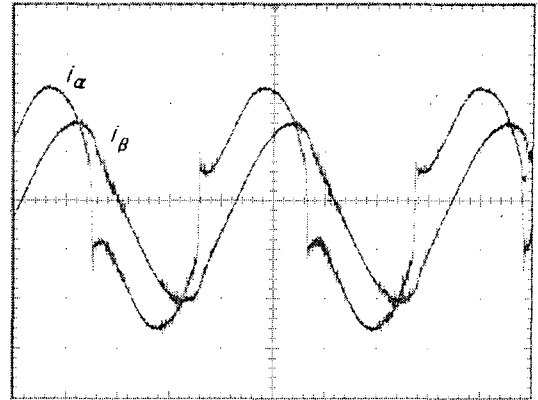


그림 2 부하전류와 저역필터를 통과한 가상의 전류  
Fig 2 Load current and Imaginary current

그림 2는 보상지령전류를 구하는데 필요한 성분인 부하전류( $i_a$ ), 필터링 된 후의 위상 차를 지닌 전류의 성분( $i_\beta$ )을 나타낸다.

그림 3은 고정좌표에서 회전좌표로의 좌표 변환을 보여준다.

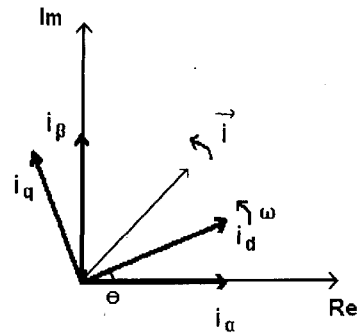


그림 3 aβ, dq 좌표 변환  
Fig 3 aβ, dq co-ordinate transform

$$\vec{i} = \vec{i}_a + \vec{i}_\beta \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

전류의 기본과 성분  $i_{Re1}$ ,  $i_{Im1}$  는  $\bar{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$  의 식 (6)의 역변환에 의해 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{Re1} \\ i_{Im1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

실제 보상하는 성분은 Re 축이므로 Im축은 보상해줄 필요가 없다. 따라서 고조파를 포함한 부하전류  $i_{Re}(\omega t)$  에서 식(7)에서 구한 전류의 기본파 성분  $i_{Re1}$  을 빼주면 전류의 고조파 성분만 남게 된다.

$$i_c^* = i_{Re} - i_{Re1} \quad (8)$$

본 논문에서 제안한 보상 방법은  $\theta$ 를 PLL 회로를 사용하지 않고 DSP에서 발생하는 신호를 사용하기 때문에 전원전압을 검출할 필요성이 없다. 또한 보상전류 지령치를 부하전류와 간단한 저역필터를 사용하여 새로운 상을 이용하여 연산이 이루어지기 때문에 단상에서는 힘든 순시계산이 가능하다는 장점이 있다.

### 2.3 시스템 구성

그림 4에 단상능동전력필터의 제어회로에 대한 블록다이어그램을 나타내었다. CT를 통해  $\pm 10[V]$ 의 전압 값으로 변환된 부하전류가 A/D converter(AD976AA)를 통해 16bit의 digital 값으로 변환되어 DSP로 입력된다. DSP에서는 이를 실제 전류 값으로 변환한 후에 보상기준전류를 연산해내게 된다. 연산된 보상기준전류는 다시 D/A converter (AD7864)를 통해 analog 신호로 변환되어 히스테리시스 제어회로로 넘겨지게 되고, CT를 통해 검출된 보상전류와 비교되어 발생된 control signal이 gate driver를 거쳐 인버터를 구동시켜주도록 제어회로를 구성하였다. EXB841 IGBT drive IC를 사용해서 게이트 드라이버와 보호회로를 구성하였고, 능동전력필터의 정확하고 빠른 제어를 위해서 실시간 제어에 적합한 TI사의

#### ▶ 시스템의 구성

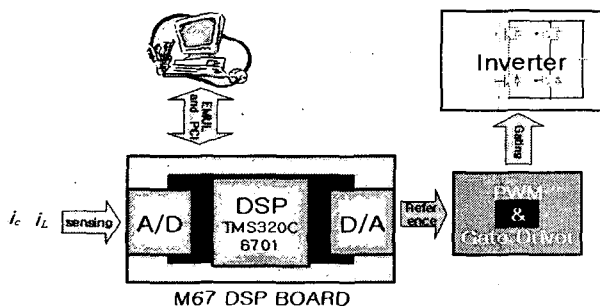


그림 4 제어회로의 블록다이어그램

Fig 4. Block diagram of Control Circuit

TMS320C6701 floating point DSP를 사용하여 20[KHz]로 인버터를 구동하였다.

표 1은 시스템의 회로정수들을 나타내고 있다. 일반적인 상용전원인 110V/60Hz에서 실험을 수행하였다. 인버터 DC-Link 커패시터는 4700[μF], 다이오드 정류기 출력단의 부하는 15[mH]의 인덕터 ( $L_L$ )와 12.8[Ω]의 저항( $R_L$ )을 사용하였다. 인버터 출력단의 인덕터( $L_c$ )는 1.8[mH]를 사용하였다.

Supply Voltage	110[Vrms]
Voltage frequency	60[Hz]
Sampling Frequency	20[kHz]
DC-Link Capacitance( $C_{dc}$ )	4700[μF]
Load Inductance( $L_L$ )	15[mH]
Load Resistance( $R_L$ )	12.8[Ω]
Inverter side Inductance( $L_c$ )	1.8[mH]

표 1 시스템 회로정수  
Table 1 System Parameters

### 2.4 실험 결과

그림 5는 부하 측의 전류 파형을 나타낸다. 그림 6은 보상전류와 보상 후의 전원전류 파형을 나타내고 있다. 관측 장비로는 Tektronix TDS3012 Digital Scope를 사용하였다.( 10A/div, 4ms/div )

부하전류는 고조파 왜율이 17.94%이고, 보상 후의 전원전류의 고조파 왜율은 3.01%로 IEEE-519의 고조파 규제치를 만족하는 규제치를 만족시킨다.

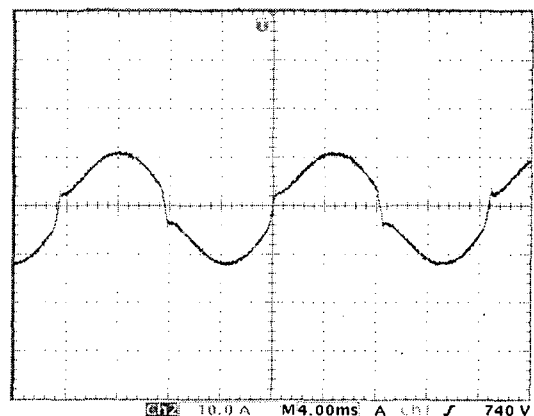


그림 5 부하전류 파형

Fig. 5 Load current waveform

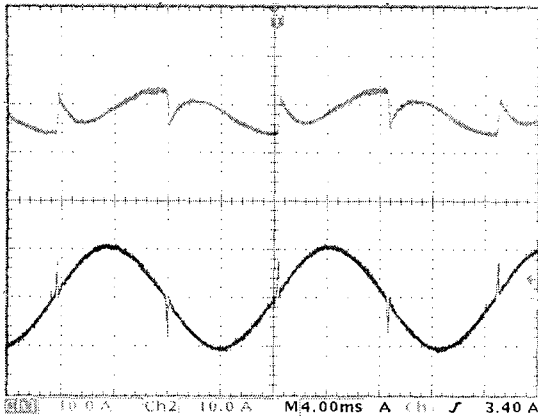


그림 6 보상전류, 보상 후 전원전류  
 Fig. Compensation current, Supply current after compensation

### 3. 결론

본 논문에서는 단상 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 저감의 한 방법인 단상능동전력필터에 대한 제어 알고리즘을 제시하였다. 기존의 방법에서는 고조파를 검출하는데 최소 반주기의 시간이 소요되는데 가상의 상을 사용하여 3상에서 사용하는 것과 같이 직교 좌표 시스템을 만들 수 있어 순시 계산이 가능하였다. 본 논문에서는 실제의 부하전류를 시간지연을 주어 가상의 상을 만드는 기존의 방법과 달리 저역통과필터의 지연특성을 이용하여 위상이 다른 전류를 생성했다.. 위상이 다른 두 전류를 회전좌표계를 이용하여 기본파 전류를 검출하였고 부하전류에서 기본파 성분을 빼 줌으로써 고조파 성분만을 포함하는 보상전류 지령치를 구할 수 있었다. 위에서 설명한 간단한 알고리즘을 DSP TMS320C6701을 사용하여 실시간 제어가 가능하게 하였으며 히스테리시스 전류제어를 적용하여 인버터를 구동하였다. 실험결과를 통해서 본 논문에서 제안한 알고리즘의 유효성을 입증하였다..

### 참고 문헌

[1] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components." IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. I-20, No.3, pp 625-630, 1984.  
 [2] F. Z. Peng, M. Kohata, H. Akagi, "Compensation Characteristics of Shunt Active and Series Active Power Filters", Trans. on IEEJ, vol. 113-D, no. 1, pp 33-40, 1993.  
 [3] 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, 1994.

[4] E. Dallago and M. Passoni, "Single-phase active power filter with only line current sensing", Electronics Letters, Vol. 36 No. 2, pp 105-106, 2000.  
 [5] F. Pottker de Souza and I. Barbi, "Single-Phase Active Power Filters for Distributed power Factor Correction", PESC'00. 2000 IEEE 31st Annual, Vol. 1, pp 500-505, 2000  
 [6] B. Dobrucky, Hyosung Kim, V. Rac다, M. Roch and M. Pokorny, "Single-Phase Power Active Filter and Compensator Using Instantaneous Reactive Power Method", PCC Osaka 2002. Proceedings of the. Vol. 1, pp 167-171, 2002.  
 [7] M. Rukonuzzainan and M.nakaoka, "Single-Phase Shunt Active Power Filter with Novel harmonic Detection", 2001 4th IEEE International Conference on, Vol. 1, pp 388-372, 2001.