

단상 하이브리드 능동전력필터의 새로운 제어법

임명근\* 김진선\* 김영석\* 신재화\*\*  
 인하대학교 전기공학과\* 인천전문대 전기과\*\*

A new control method of single-phase hybrid active power filter

Myoung Kuen Lim\* Jin Sun Kim\* Young Seok Kim\* Jae Wha Shin\*\*  
 \*Dept. of Electrical Engineering of Inha University \*\*Dept. of Electrical Engineering of Incheon College

**Abstract** - This paper proposed a new control method for single-phase hybrid active power filter. The proposed algorithm can change single phase system into the orthogonal system which has two phases giving time-delay in regular single phase and making the imaginary second phase. It can make orthogonal system like as being used in  $3\phi/2\phi$  transformation with two phases. It can do complex calculation which calculates instantaneous reactive power. Instead of existing method applying to instantaneous reactive power theory in fixed reference frame, this paper proposed the algorithm which has advantage over reducing harmonics using rotating reference frame. It verified the effectiveness the proposed method through simulation and experiment.

1. 서 론

SMPS, UPS, 컴퓨터 시스템 등 사이리스터 컨버터나 다이오드 정류기와 같은 반도체 전력변환장치로 사용하는 부하는 비선형 부하로 동작하여 전원 측에 심각한 고조파를 발생시키는 주요 원인이 된다. 이러한 고조파 전류는 전원전압의 왜곡 및 발전기, 송전선, 변압기 등과 같은 전력계통 장치들의 용량증대를 가져오며, 전기기기, 케이블, 진상 콘덴서 등 각종 전력장치들에 열, 진동을 발생시켜서 절연파괴나 수명 단축을 야기할 수 있다. 그리고 계측장비와 같은 각종 전자장비의 오동작이나 통신 시스템에 EMI현상을 야기하며 전동기에 이상 진동 토크를 발생시키고 철손, 동손 등의 손실을 증대시키게 된다.

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 개발되었다[1][2]. 근본적으로 고조파 문제를 해결하기 위해서 PWM inverter에 기반한 능동전력필터가 제안된다[3,4].

본 논문에서는 고조파 성분을 제거하기 위한 방법으로 하이브리드형 능동전력필터를 제안하였다. 정류의 상에 시간 지연을 주어 가상의 상을 만들어 직교시스템을 만들 수 있어서 순시 연산이 가능하도록 하였다. 회전 좌표계를 사용하여 정상분과 역상분을 계산하고 이 값들을 이용하여 지령치를 구하였다. 제안된 방법의 유효성을 입증하기 위해 시뮬레이션 패키지(PSIM)를 사용하여 모의실험을 하였고, Prototype으로 제작한 능동전력필터로 실험을 수행하였다.

2. 본 론

2.1 능동전력필터의 동작

2.1.1 시스템 구성도

그림1은 단상 하이브리드형 능동전력필터를 보여준다. 이것은 변압기를 통해 전원과 직렬로 연결되고 병렬로 수동필터를 구성하였다. 인버터는 고조파 부하에 의해 발생하는 고조파 전압을 보상하기 위한 고조파 보상전압을 생성하기 위해 이용된다.

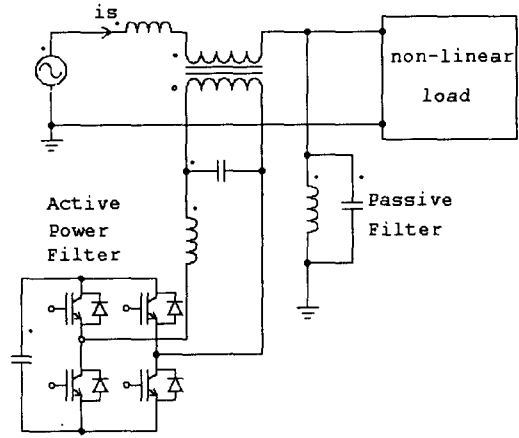


그림 1. 시스템 구성도

2.2 고조파 보상원리

3상에서 순시무효전력이론을 기본으로 한 고조파 검출 방법을 살펴보면, 처음에는 항상 3상 2상 변환(abc to  $\alpha\beta$ )을 한 후 다음의 계산이 이루어진다. 단상 회로에서는 위에 제시한 방법을 단지 실제 상에 시간지연을 줌으로써 가상의 상을 만들고, 간단하게 고정 좌표계( $\alpha\beta$  coordinates)를 만들 수 있게 한다. 이것은 3상에서 사용하는 것과 같이 단상에서도 직교 좌표 시스템을 적용할 수가 있다[5]. 본 논문에서는 회전좌표계를 이용하여 전류 고조파 성분을 검출한 후 다음 그 값에 K배하여 전압의 지령치로 사용하였다.

실제의 전류의 성분을  $i_{Re}(wt)$  로 놓고, 저역통과필터를 통과한 후의  $\theta$  만큼 지연되고 크기가 감소한 전류신호는  $i_{LPF}(wt)$ 라고 하고 각각 식 (1), (2)로 정의한다.

$$i_{Re}(\omega t) = I_{Re1} \sin(\omega t - \phi) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Re 2n-1} \sin[(2n-1)\omega t - \phi_{2n-1}] \quad (1)$$

$$i_{LPF}(\omega t) = I_{LPF1} \sin(\omega t - \theta - \phi) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{LPF 2n-1} \sin[(2n-1)(\omega t - \theta) - \phi_{2n-1}] \quad (2)$$

$i_{Re}$ 는  $a$ 축 전류로,  $i_{LPF}$ 는  $\beta$ 축 전류로 각각 정의한다.

$$i_a = i_{Re}(\omega t), \quad i_\beta = i_{LPF}(\omega t) \quad (3)$$

$\rightarrow$   
 $i_{pos}$ 는  $\omega$ 의 속도로 회전하는 전류의 성분을,

$\rightarrow$   
 $i_{neg}$ 은  $-\omega$ 의 속도로 회전하는 전류의 성분을 나타내고, 각각 전류의 정상 성분과 역상 성분으로 명명한다.[6]

정상성분에 대해  $a\beta \rightarrow dq$  좌표변환을 수식으로 나타내면 다음의 식 (4)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{d pos} \\ i_{q pos} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sin \omega t \cdot i_{a1} - \cos \omega t \cdot i_{\beta 1} \\ -\cos \omega t \cdot i_{a1} - \sin \omega t \cdot i_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (4) \end{aligned}$$

역상성분에 대해  $a\beta \rightarrow dq$  좌표변환을 수식으로 나타내면 다음의 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{d pos} \\ i_{q pos} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sin \omega t \cdot i_{a1} - \cos \omega t \cdot i_{\beta 1} \\ -\cos \omega t \cdot i_{a1} - \sin \omega t \cdot i_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (5) \end{aligned}$$

식 (4),(5)를 이용하여  $dq$ 축 DC성분을 구한 후 역변환 행렬을 이용하여  $\alpha\beta$ 축 기본파 성분을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{of} &= \sin \omega t \cdot \overline{i_d} - \cos \omega t \cdot \overline{i_q} \\ &= I_{Re1} \cos \phi \cdot \sin \omega t - I_{Re1} \sin \phi \cdot \cos \omega t \quad (6) \end{aligned}$$

전류 고조파 성분  $i_h$ 은 실제 전류에서 기본파 성분을 빼 줌으로서 구할 수 있다.

$$i_h = i_{RE} - i_{of} \quad (7)$$

전압지령치  $v_{ref}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{ref} = K \cdot i_h \quad (8)$$

$dq \rightarrow \alpha\beta$ 변환과  $dq \rightarrow \alpha\beta$  역변환은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{22} = C_{22}^{-1} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (9)$$

앞서 설명한 고조파 검출 원리를 그림2에 나타내었다.

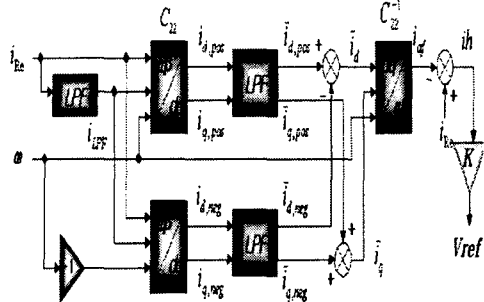


그림 2. 고조파 검출 원리

### 2.3 시스템 회로정수

실험에 사용된 회로 정수들을 표1에 나타내었다.

Supply Voltage	110[Vrms]
Voltage frequency	60[Hz]
Sampling Frequency	20[kHz]
Cut off Frequency(1)	70[Hz]
Cut off Frequency(2)	20[Hz]
DC-Link Capacitance( $C_{dc}$ )	4700[ $\mu$ F]
Load Inductance( $L_L$ )	15[mH]
Load Resistance( $R_L$ )	20[ $\Omega$ ]
Inverter side Inductance( $L_c$ )	4[mH]
Inverter side Inductance( $C_c$ )	0.5[ $\mu$ F]

표1. 실험에 사용된 회로정수

실험에 사용된 비선형 부하로는 RL 직렬부하와 연결된 단상 전파정류회로를 사용하였으며, 사용된 시스템의 회로정수들은 표 1과 같다. 복소계산을 하기 위하여 제2의 상을 만드는데 필요한 LPF의 차단주파수는 70[Hz]로 주었다. 인버터 DC-Link 커패시터는 4700[ $\mu$ F], 다이오드 정류기 출력단의 부하는 15[mH]의 인덕터( $L_L$ )와 20[ $\Omega$ ]의 저항( $R_L$ )을 사용하였고, 인버터 출력단의 인덕터( $L_c$ )는 1.8[mH] 커패시터( $C_c$ )는 0.5[ $\mu$ F]를 사용하였다. 고조파 검출 알고리즘에서 DC 성분을 분리하는데 사용된 LPF의 차단주파수로 20[Hz]를 사용하였다. 그림 3에 제어회로도 나타내었다. PTCT로 전압과 전류를 검출하여 DSP로 보상 지령치를 PWM제어를 이용하여 게이트 신호를 생성하여 인버터를 구동하였다.

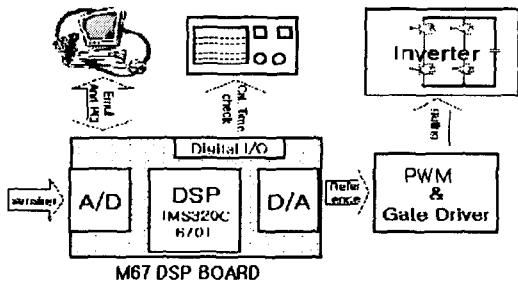


그림 3. 제어회로도

## 2.4 실험 결과

그림 3은 수동필터만 동작시켰을 경우의 전원전압과 전류를 나타낸다. 수동필터로만 동작시켰을 때의 전원전류의 고조파왜율은 5.88%였다. 그림4는 하이브리드시의 전원전압과 전류를 나타내고, 그림5는 그때의 전원전류 고조파 스펙트럼을 보여주고있다. 전원전류의 고조파왜율은 3.83%로 IEEE-519의 고조파 규제치(5%미만)를 만족시킨다.

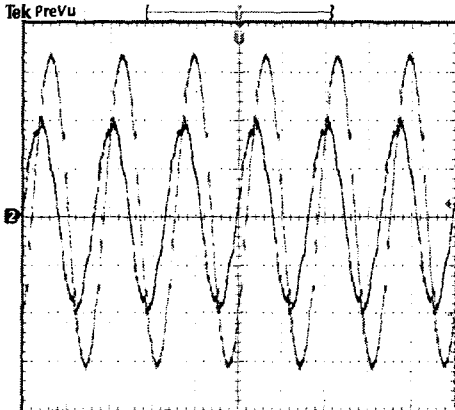


그림 3.수동 필터시 전원 전압과 전원전류

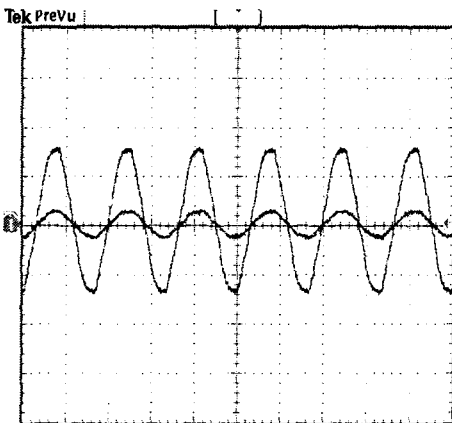


그림 4. 하이브리드시 전원전압, 전원전류

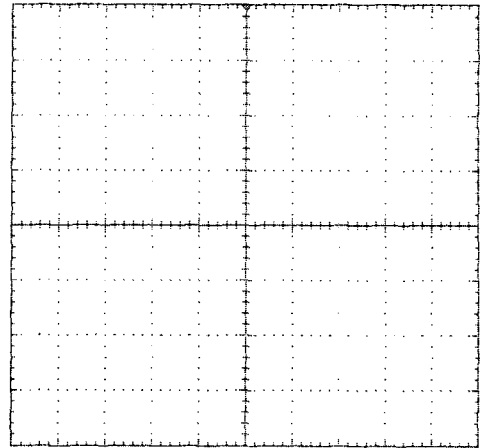


그림 5. 하이브리드시 전원전류 고조파 스펙트럼

## 3. 결론

본 논문에서는 단상 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 저감의 한 방법인 단상 하이브리드형 능동전력필터에 대한 제어 알고리즘을 제시하였다. 실제의 선전류를 시간지연을 주어 가상의 상을 만드는 기존의 방법과 달리 저역통과필터의 지연특성을 이용하여 위상이 다른 전류를 생성했다. 위상이 다른 두 전류를 회전좌표계를 이용하여 기본파 전류를 검출하였고 선전류에서 기본파 성분을 빼줌으로서 고조파 성분만을 포함하는 전류성분을 K 값을 곱하여 전압지령치를 구하였다. 위에서 설명한 간단한 알고리즘을 DSP TMS320C6701을 사용하여 실시간 제어가 가능하게 하였으며 PWM 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] Zhang Wang, Qun Wang, WeiZheng Yao, "A Series Active Power Adopting Hybrid Control Approach", IEEE trans Power Electronics, vol.16, No.3, May, 2001
- [4] L.Mor an, I.Pastorini, J.Dixon and R.Willance. "Series active power filter compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously". IEE.Proc.-Gener.Distrib, Vol.147, No.1, January 2000
- [5] B. Dobrucky, Hyosung Kim, V. Racek, M. Roch and M. Pokorny, "Single-Phase Power Active Filter and Compensator Using Instantaneous Reactive Power Method", Proceedings of the PCC Osaka 2002. Vol. 1, pp 167-171, 2002
- [6] Ambra Sannino and Jan Svensson, "A series connected voltage source converter for voltage sag mitigation using vector control and a filter compensation algorithm", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Vol. 4, pp 2476-2481, 2000