

직렬형 단상 하이브리드 능동 전력필터의 새로운 제어법

김진선 김영석
인하대학교

A New Control Method of Series Single-Phase Hybrid Active Power Filter

Jin-Sun Kim Young-Seok Kim
Inha University

Abstract - This paper deals with the novel control algorithm of single-phase hybrid active power filter for the compensation of harmonic current components in nonlinear R-L load with passive active power filters. To construct two -axes coordinate, an imaginary second phase was made by giving time delay to line current. In this proposed method, the new signal, which was the delayed through the filtering by the phase-delay property of low-pass filter, is used as the secondary phase. Because two phases have different phase, instantaneous calculation of harmonic current is possible. In this paper, a reference voltage is created by multiplying gain of filter by compensation current using the rotating reference frames that synchronizes with source-frequency, not applying to instantaneous reactive power theory which has been used with the existing fixed reference frames. This paper shows the experimental results, which provide a high accuracy and extremely fast response of single-phase hybrid active power filter under the operation with the proposed control method.

1. 서 론

고조파 제거를 위해 처음에는 수동필터가 사용되었다. 비록 수동필터가 저가이지만 특정 차수의 고조파만을 선택적으로 보상할 수 있기 때문에 전원 단에 광범위한 차수의 고조파가 발생할 경우에는 그다지 만족할만한 성능을 얻기 힘들뿐만 아니라, 전원측 임피던스와 직렬공진을 일으킬 가능성을 항상 내재하고 있다. 이러한 수동필터가 가지는 단점의 해결책으로 3상 능동전력필터가 개발되었다.[1] 3상 능동전력필터는 비선형 부하 문제에 대한 표준 해결책으로 연구되었고, 병렬형, 직렬형, 하이브리드형, 직병렬 등 많은 토폴로지(topology)와 제어방법이 제안되었다.

IEEE-519 고조파 기준에 부합하는 일반적으로 기계설비를 장치하는 지점인 PCC(Point of Common Coupling)에 3상 능동전력필터를 설치할 때는 컨버터 스위칭에 의해서 전압왜곡이 발생하게 된다. 또한, 전류고조파와 무효전력이 설치된 장치에서 순환하고, 각 상의 부하들 사이에 간섭이 일어난다. 그러나 단상 능동전력필터는 부하 각각에 대하여 보상이 이루어지므로 전류 고조파 성분을 제거하고 무효전력을 보상함으로써 부하 사이의 간섭의 가능성을 감소시킨다. 그리고 하나의 단상 능동전력필터에 고장이 발생해도 입력 전류는 그다지 왜곡되지 않는 이점이 있다.

단상 능동전력필터의 연구는 3상 능동전력필터에 비해 미비한 편이다. 인버터의 형태에 따라서 단상 half-bridge, 단상 full-bridge[2], 전류원 인버터, 전압원 인버터로[3] 나눌 수 있고, 가장 일반적으로 사용되는 것은 full-bridge 전압원 인버터를 사용한 병렬형과 직렬형 능동전력필터이다.

본 연구에서는 단상 능동전력필터의 순시제어를 하기 위한 제어방법을 제안하였다. 검출된 선전류를 실제의 상전류로 정의하고, 저역통과필터를 통과한 후의 지연을 갖는 전류 신호를

임의의 상으로 사용하여 순시계산을 가능하도록 하였으며 정상·역상 회전좌표계를 이용하여 고조파 전류성분을 구하여 K배하여 전압지령치를 구하였다. 그리고 축소형 모델을 개발하여 실험을 수행하였고, 실험 결과를 통해서 제안된 제어방법의 유효성을 입증하였다.

2. 본 론

2.1 고조파 검출 알고리즘

2.1.1 단상의 2상 시스템 변환

3상에서 순시무효전력이론을 기본으로 한 고조파 검출 방법을 살펴보면, 처음에는 항상 3상 2상 변환(abc to $\alpha\beta$)을 한 후 순시전력을 계산한다. 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 적용하여 순시전력을 계산할 수 있다.[3]

실제의 단상 전류를 T/4만큼의 시간 지연을 주어 똑같은 형태의 가상의 상을 만드는 기존의 방법과 달리 저역통과필터(Low Pass Filter)의 지연특성을 이용하여 가상의 상전류를 유도했다. 제안된 방법은 두 축이 90°위상차, 같은 크기를 갖지 않아도 순시계산이 이루어지며 정확한 전류지령치를 검출할 수 있는 장점을 지닌다.

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

$$i_{Re}(wt) = I_{Re1} \sin(\omega t - \psi) +$$

$$\sum_{n=2}^{\infty} I_{Re\ 2n-1} \sin[(2n-1)\omega t - \psi_{2n-1}] \quad (1)$$

$$i_{LPF}(wt) = I_{LPF1} \sin(\omega t - \theta - \phi) +$$

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

i_{Re} 는 α 축 전류로, i_{LPF} 는 β 축 전류로 각각 정의한다.

$$i_a = i_{Re}(wt), \quad i_b = i_{LPF}(wt) \quad (3)$$

식 (3)의 두 성분을 이용하여 단상에서 두 축을 갖는 좌표계를 얻을 수 있다.

→ i_{pos} 는 ω 의 속도로 회전하는 전류의 성분을, i_{neg} 은 $-\omega$ 의 속도로 회전하는 전류의 성분을 나타내고, 각각 전류의 정상 성분과 역상 성분으로 명명한다.[12]

2.1.2 정상성분에 대한 $\alpha\beta$, dq 좌표 변환

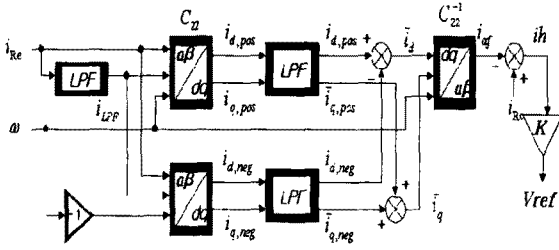


그림 1. 고조파 검출 알고리즘
Fig. 2. Detecting algorithm of harmonics

본 절에서 제안하는 방법은 좌표변환을 통해 DC 성분과 AC 성분을 분리하여 DC 성분만을 추출하여 역변환을 함으로서 실제전류의 기본파 성분을 얻는 것이 목적이다. 기본파 성분을 제외한 고조파 성분들은 좌표변환 후 AC 성분으로 나타나기 때문에, 저역통과필터에 의해 차단된다. 이런 이유로 다음에 전개되는 수식에서는 좌표변환 후에 DC 성분을 포함하는 i_{α} , i_{β} 의 기본파 성분(i_{af} , $i_{\beta f}$)에 대해서만 수식을 전개하였다.

그림 2.1로 표현된 $\alpha\beta \rightarrow dq$ 좌표변환을 수식으로 나타내면 다음의 식 (1)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & i_{d \text{ pos}} \text{에 대하여 계산하면,} \\
 i_{d \text{ pos}} &= I_{Rel} \sin \omega t [\cos \psi \sin \omega t - \sin \psi \cos \omega t] \\
 & - I_{LPF1} \cos \omega t [\cos(\psi + \theta) \sin \omega t - \sin(\psi + \theta) \cos \omega t] \\
 &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi + I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \\
 & - \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi - I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \\
 & - \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi + I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \sin 2\omega t \\
 &= \bar{i}_{d \text{ pos}} + \tilde{i}_{d \text{ pos}} \quad (1)
 \end{aligned}$$

식 (1)에서 $\bar{i}_{d \text{ pos}}$ 와 $\tilde{i}_{d \text{ pos}}$ 는 각각 $i_{d \text{ pos}}$ 의 DC 성분과 AC성분을 나타낸다.

$i_{d \text{ pos}}$ 를 $\bar{i}_{d \text{ pos}}$ 와 $\tilde{i}_{d \text{ pos}}$ 로 나눈 것처럼 $i_{q \text{ pos}}$ 을 DC 성분과 AC성분으로 분리시킬 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_{q \text{ pos}} &= -I_{Rel} \cos \omega t [\cos \psi \sin \omega t - \sin \psi \cos \omega t] \\
 & - I_{LPF1} \sin \omega t [\cos(\psi + \theta) \sin \omega t - \sin(\psi + \theta) \cos \omega t] \\
 &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi - I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \\
 & - \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi - I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \sin 2\omega t \\
 & + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi + I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \\
 &= \bar{i}_{q \text{ pos}} + \tilde{i}_{q \text{ pos}} \quad (2)
 \end{aligned}$$

2.1.3 역상성분에 대한 $\alpha\beta$, dq 좌표 변환

2.2.1에서 구한 방식과 마찬가지로 전류의 역상 성분도 각각 DC와 AC 성분으로 나눌 수 있다.

역상회전에 대한 $\alpha\beta \rightarrow dq$ 좌표변환을 수식으로 나타내면,

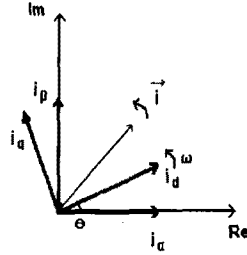


그림 2. $\alpha\beta$, dq 좌표 변환

Fig 2. $\alpha\beta$, dq co-ordinate transformation

$$\begin{aligned}
 i_{d \text{ neg}} &= -I_{Rel} \sin \omega t [\cos \psi \sin \omega t - \sin \psi \cos \omega t] \\
 & - I_{LPF1} \cos \omega t [\cos(\psi + \theta) \sin \omega t - \sin(\psi + \theta) \cos \omega t] \\
 &= -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi - I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \\
 & + \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi + I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \\
 & + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi - I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \sin 2\omega t \\
 &= \bar{i}_{d \text{ neg}} + \tilde{i}_{d \text{ neg}} \quad (3)
 \end{aligned}$$

위에서 $\bar{i}_{d \text{ neg}}$, $\tilde{i}_{q \text{ neg}}$ 는 Negative sequence의

DC 성분을, $\tilde{i}_{d \text{ neg}}$, $\tilde{i}_{q \text{ neg}}$ 는 AC 성분을 각각 나타낸다.

2.1.4 보상 지령치 결정

고조파 전류성분 i_h 를 구하기 위하여 새로운 상을 이용하여 2상 시스템을 구축하였다. 실제전류의 성분인 α 축의 기본파 성분(i_{af})을 구한 후, 전체전류(i_{Re})에서 그 값을 빼줌으로써 구하고자 하는 고조파 성분을 얻을 수 있다. 이 고조파 성분에 K 배함으로서 보상전압을 산출하였다. 그림 2.2에서는 위에서 언급한 고조파 검출 방법에 대한 제어 알고리즘의 구성을 보여준다.

2.2.5 능동필터의 구성

제안된 단상 하이브리드형 능동전력필터의 구성은 그림 2.3와 같은 회로로 구성하였다.

2.2 실험결과

본 절에서는 정상, 역상 성분 회전좌표계를 이용한 단상 하이브리드형 능동전력필터의 제어알고리즘을 적용한 실험 결과들을 제시하였다. 그림 2.4, 2.5 및 2.7에서 전원측 입력 전류와 필터링을 통하여 지연된 전류의 파형, 전원측 전류의 고조파 스펙트럼, 입력 전류를 dq 좌표변환 후 축의 성분 및 $\alpha\beta$ 좌표상에서 회전하는 벡터의 파형을 나타내고 있다. 비보상 시 전원측 전류의 THD는 약 22.9%에서 수동필터 보상 시 약 5.8%로 능동전력필터로 보상 시 약 3.8%로 파형이 개선됨을 보여주고 있으며 수동필터보상된 나머지 성분을 직렬형 능동전력필터가 보상함으로써 능동전력필터의 소용량화가 가능함을 알 수 있다. 회전벡터의 파형은 정현파에 가까울수록 타원에 준하는 형태로 표현됨을 알 수 있다. 그림 2.6에서 능동전력필터 투입 시 과도상태를 보여주고 있으며 빠른 응답과 전류위상의 변이를 보여주고 있다.

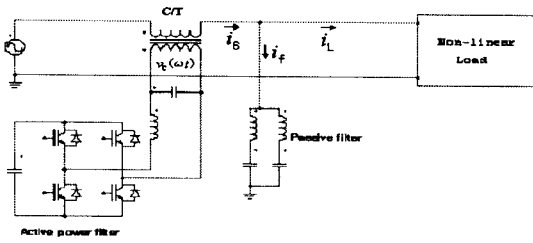


그림 3. 단상 하이브리드형 능동전력필터의 구성도
Fig. 3. Configuration for single-phase hybrid active power filter

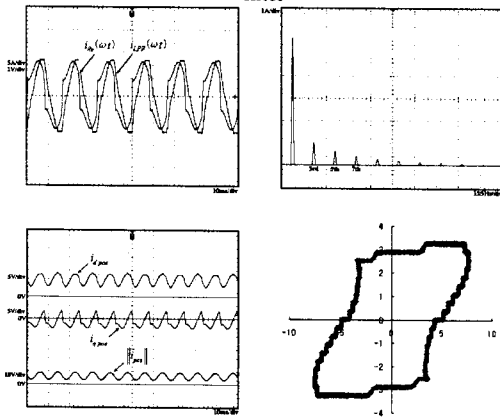


그림 4. 보상 전 실험 파형
Fig. 4. Experimental results before compensation

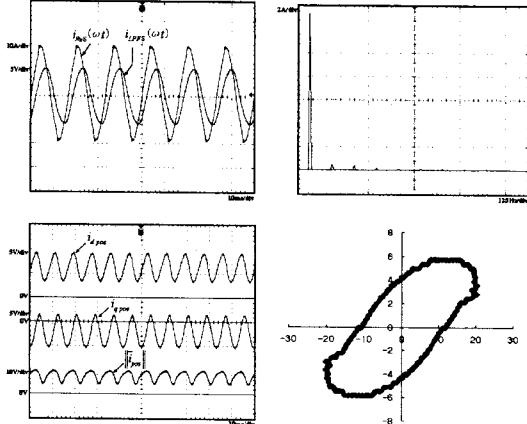


그림 5. 병렬 수동전력 필터로 보상 시 실험 파형
Fig. 5. Experimental results when compensated with the parallel passive filter

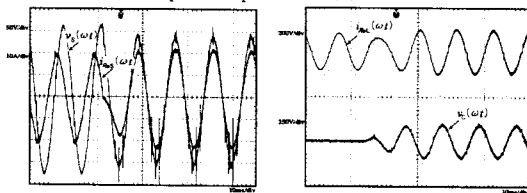


그림 6. 과도 상태의 실험 파형
Fig. 6. Experimental results of transient states

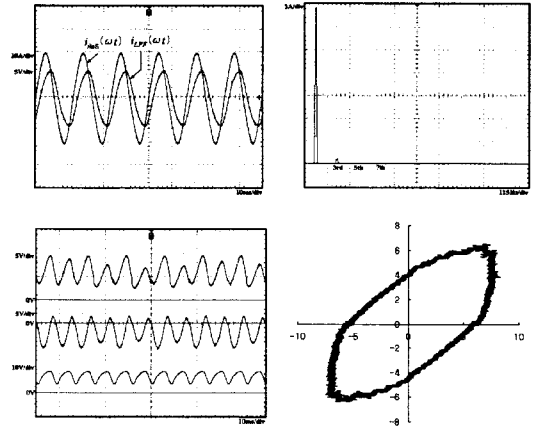


그림 7. 수동필터와 직렬형 능동전력필터로 보상 시 실험 파형
Fig. 7. Experimental results when compensated with the passive filter and APF

3. 결 론

본 연구에서는 단상 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 저감의 한 방법인 단상 하이브리드형 능동전력필터에 대하여 새로운 제어방법을 제시하였다.

기존의 방법에서는 고조파를 검출하는데 최소 반주기의 시간이 소요되어 실시간 연산이 어렵다. 본 연구에서 제안한 알고리즘은 가상의 상을 사용하여 3상에서 사용하는 것과 같이 좌표계를 만들 수 있어, 단상에서 수행하기 힘든 순시 계산을 하였다. 기존의 고정좌표를 이용한 방법은 전류의 위상을 T/4 만큼 지연시키는 소프트웨어를 작성하거나, 하드웨어적인 구성이 필요한데, 제안된 방법은 단순히 LPF를 사용함으로써 간단히 제 2의 상을 생성할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그리고 두 축이 정확히 T/4의 위상차를 갖지 못할 경우 두 축 사이에 간섭이 발생하여 정확한 기본과 성분을 추출할 수가 없는데, 이 문제는 회전좌표계의 정상, 역상 성분을 이용하여 해결하였다. 기본과 성분을 검출한 후, 실제전류에서 전류의 기본과 성분을 빼 줌으로서 고조파 성분을 구하였다. 이 고조파 성분은 K배를 취함으로써 보상 지령치를 구할 수 있었다. 수동필터만으로 동작시켰을 경우 THD는 약 5.84%였으나 하이브리드시 THD는 약 3.84%로 2%정도 고조파성분이 제거되었음을 확인하였다. 이는 IEEE의 고조파 규제치인 5%미만을 만족하는 것으로 제안된 방법이 타당함을 알 수 있다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 대학전력연구센터 육성지원사업에 의해 작성되었습니다.

[참 고 문 헌]

- [1] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components." IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 1-20, No.3, pp. 625-630, 1984
- [2] 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
- [3] H. I. Yunus and R. M Bass, "Comparison of VSI and CSI Topologies for Single Phase Active Power Filter", IEEE PESC'96, pp. 1892-1899, 1996