

회전좌표계를 이용한 단상능동전력필터의 제어이론

김진선* 김영석* 신재희**
인하대학교* 인천대**

A Control Algorithm of Single Phase Active Power Filter based on Rotating Reference Frame

Jin-Sun Kim* Young-Seok Kim* Jae-Hwa Shin**
Inha University* Inchon College**

Abstract - The major causes of power quality deterioration are harmonic current through semiconductor switching device, due to use of nonlinear loads such as diodes rectifier or thyristor rectifiers. In response to this concerns, this paper presents a new control method of single-phase active power filter (APF) for the compensation of harmonic current components in nonlinear loads. In order to make the complex calculation to be possible, the single-phase system that has two phases was made by constructing a imaginary second-phase giving time delay to load currents. In the conventional method, a imaginary-phase lagged to the load current T/4(here T is the fundamental cycle) was made. But in this proposed method, the new signal, which has the delayed phase through the filter, using the phase-delay property of low-pass filter, was used as the second phase. As this control method is applied to the system of single phase, an instantaneous calculation was done rather than by using the rotating reference frames that synchronizes with source-frequency than by applying instantaneous reactive power theory that uses the conventional fixed reference frames.

1. 서 론

대형 빌딩이나 대단위 아파트 등에 소 용량으로 분산되어있는 부하나 전기철도와 같은 대용량의 부하에 양질의 전력을 공급하기 위해서는 단상능동 전력필터의 개발은 필수적이라 하겠다. 이러한 문제를 해결하기위한 방법으로 전압이나 전류의 고조파를 제거하기위하여 능동전력필터가 채택되어져 왔다.

능동전력필터에 대한 가장 중요한 기술은 저장에너지의 용량을 줄여서 고조파를 산출하는 방법이다. 아까기의 순시무효전력 이론 등이 이러한 방법으로 제안되었지만, 순시무효전력을 한상에서 다른 상으로 이동하는 성분으로 정의되기 때문에 단상능동전력필터에 사용될 수 없다[1].

일반적으로 단상능동전력필터의 제어이론은 전압이나 전류가 같은 파형을 반복하는 형태의 푸리에급수 와 같은 왜형 회로이론이 주로 사용되어져 왔다. 그리하여 천이상태의 고조파 성분은 곧바로 정해지지 않는다..

이러한 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서는 회전 좌표계에서 정상성분과 역상성분을 이용하여 부하전류의 기본파성분을 구하는 방법을 제시하고자 한다.

2. 본 론

2.1 고조파 검출 알고리즘

2.1.1 단상의 2상 시스템 변환

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

$$i_{Re}(\omega t) = I_{Re} \sin(\omega t - \phi) + \quad (1)$$

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

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

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

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

\vec{i}_{pos} 는 ω 의 속도로 회전하는 전류의 성분을,

\vec{i}_{neg} 은 $-\omega$ 의 속도로 회전하는 전류의 성분을 나타내고, 각각 전류의 정상 성분과 역상 성분으로 명명한다.

2.1.2 정상성분에 대한 a, b, d, q 좌표 변환

본 절에서 제안하는 방법은 좌표변환을 통해 직류성분과 교류성분을 분리하여 직류성분만을 추출하여 역변환을 함으로서 실제전류의 기본파 성분을 얻는 것이 목적이다. 기본파 성분을 제외한 고조파 성분들은 좌표변환 후 교류 성분으로 나타나기 때문에, 저역통과필터에 의해 차단된다. 이런 이유로 다음에 전개되는 수식에서는 좌표변환 후에 직류성분을 포함하는 i_a, i_b 의 기본파 성분(i_{af}, i_{bf})에 대해서만 수식을 전개하였다.

그럼 2.1로 표현된 $\alpha\beta \rightarrow d\ q$ 좌표변환을 수식으로 나타내면 다음의 식 (4)로 표현할 수 있다.

$i_{d\ pos}$ 에 대하여 계산하면,

$$\begin{aligned}
i_{d, \text{pos}} &= I_{R\text{el}} \sin \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\
&\quad - I_{L\text{PF1}} \cos \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\
&= \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi + I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \\
&\quad - \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi - I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\
&\quad - \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi + I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\
&= \bar{i}_{d, \text{pos}} + \tilde{i}_{d, \text{pos}} \quad (4)
\end{aligned}$$

식 (4)에서 $\bar{i}_{d, \text{pos}}$ 와 $\tilde{i}_{d, \text{pos}}$ 는 각각 $i_{d, \text{pos}}$ 의 직류성분과 교류성분을 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 직류성분과 교류성분으로 분리시킬 수 있다.

$$\begin{aligned}
i_{q, \text{pos}} &= -I_{R\text{el}} \cos \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\
&\quad - I_{L\text{PF1}} \sin \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\
&= \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi - I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \\
&\quad - \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi - I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\
&\quad + \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi + I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\
&= \bar{i}_{q, \text{pos}} + \tilde{i}_{q, \text{pos}} \quad (5)
\end{aligned}$$

2.1.3 역상성분에 대한 $a\beta$, $d\alpha$, $d\beta$, $q\alpha$, $q\beta$ 좌표 변환

역상회전에 대한 $a\beta \rightarrow d\alpha$, $d\beta \rightarrow q\beta$ 좌표변환을 수식으로 나타내면,

$$\begin{aligned}
i_{d, \text{neg}} &= -I_{R\text{el}} \sin \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\
&\quad - I_{L\text{PF1}} \cos \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\
&= -\frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi - I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \\
&\quad + \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi + I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\
&\quad + \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi - I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\
&= \bar{i}_{d, \text{neg}} + \tilde{i}_{d, \text{neg}} \quad (6)
\end{aligned}$$

위에서 $\bar{i}_{d, \text{neg}}$, $\tilde{i}_{d, \text{neg}}$ 는 Negative sequence의 직류성분을, $\tilde{i}_{d, \text{neg}}$, $\tilde{i}_{q, \text{neg}}$ 는 교류성분을 각각 나타낸다.

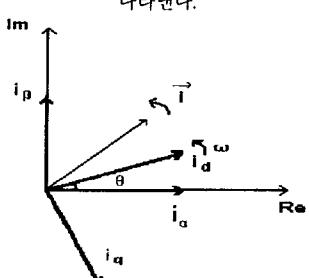


그림 2.1 $a\beta$, $d\alpha$, $d\beta$, $q\alpha$, $q\beta$ 좌표 변환

Fig. 2.1 $a\beta$, $d\alpha$, $d\beta$, $q\alpha$, $q\beta$ co-ordinate transformation

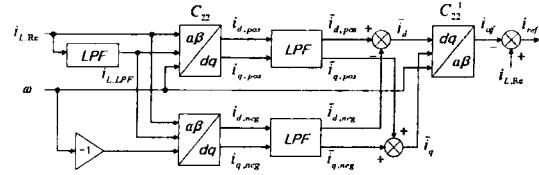


그림 2.2 고조파 검출 알고리즘
Fig. 2.2 Detecting algorithm of harmonics

위에서 $\bar{i}_{d, \text{neg}}$, $\bar{i}_{q, \text{neg}}$ 는 Negative sequence의 직류성분을, $\tilde{i}_{d, \text{neg}}$, $\tilde{i}_{q, \text{neg}}$ 는 교류성분을 각각 나타낸다.

q 축 전류는 다음 식으로 나타낸다.

$$\begin{aligned}
i_{q, \text{neg}} &= -I_{R\text{el}} \cos \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\
&\quad + I_{L\text{PF1}} \sin \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\
&= \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi + I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \\
&\quad - \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \cos \phi + I_{L\text{PF1}} \sin(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\
&\quad + \frac{1}{2} [I_{R\text{el}} \sin \phi - I_{L\text{PF1}} \cos(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\
&= \bar{i}_{q, \text{neg}} + \tilde{i}_{q, \text{neg}} \quad (7)
\end{aligned}$$

2.1.4 보상 지령치 결정

전류 지령치 i_{ref} 를 구하기 위하여 새로운 상을 이용하여 2상 시스템을 구축하였다. 하지만 실제로는 부하전류 $i_{L, \text{Re}}$ 에 대한 보상만 이루어지므로 부하전류의 기본파 성분을 검출한 후, 전체 부하전류에서 기본파 성분을 배줌으로서 고조파 성분만을 추출할 수가 있다.

식 (4)와 (6) 을 이용하여 d 축 전류의 직류 성분인 \bar{i}_d 를 구한다.

$$\bar{i}_d = \bar{i}_{d, \text{pos}} - \bar{i}_{d, \text{neg}} \quad (8)$$

q 축 전류의 교류성분 \tilde{i}_q 는 식 (5)와 (7)의 합에 의해 구해진다.

$$\tilde{i}_q = \tilde{i}_{q, \text{pos}} + \tilde{i}_{q, \text{neg}} \quad (9)$$

다음은 $d\beta \rightarrow a\beta$ 역변환 매트릭스이다.

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, i_{af} 와 i_{bf} 는 좌표변환 후의 α 축과 β 축의 기본파 성분이다.

전류 지령치를 구하는데는 실제 부하전류인 a 축 성분만 쓰이고, β 축 성분은 사용하지 않는다.

i_{af} 는 다음과 같다.

$$i_{af} = \sin \omega t \cdot \bar{i}_d - \cos \omega t \cdot \tilde{i}_q \quad (11)$$

따라서 보상전류의 지령치는 부하전류에서 i_{af} 를 빼줌으로서 구할 수 있다.

$$i_{ref} = i_{L,Re} - i_{af} \quad (12)$$

그림 2.2에 고조파 보상 알고리즘을 나타내었다.

2.2 능동필터의 구성

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

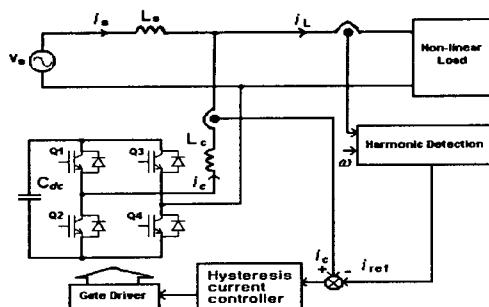


그림 2.3 단상 병렬형 능동전력필터의 구성도

Fig. 2.3 Configuration for single-phase parallel active power filter

2.3 실험결과

그림 2.5는 비선형 부하에 의해 전류가 왜곡된 형태를 보여주고 있다. 이때의 전류 THD는 19.1%이고 전압의 THD는 3.8%이다. 그림 2.5 (a)에서 필터링 된 필터링 된 부하전류를 보여주고 있다. 그림 2.6에서 α - β 좌표상의 전류 벡터궤적을 보여주고 있다. 기본파에 의한 벡터의 궤적은 타원의 형태로 나타나지만 고조파 성분이 합유되어 있어 왜곡된 형태의 파형이 (a)의 그림이고 이를 보상한 형태가 (b)의 그림이다. 그림 2.7에서 (a)의 그림은 0ms 정상 방향으로 회전하는 d-q좌표상에서의 축성분과 이를 필터링 한 성분을, (b)에서는 역발향에 대한 성분을, (c)에서는 부하전류와 구하여진 기본파 성분으로부터 보상성분이 구해지는 파형을 보여주고 있고 (d)에 능동전력필터로 보상 후 전원 전압, 전류, 보상전류 및 레퍼런스 전류를 보여주고 있다.

그림 2.7 (a)에서 능동전력필터 기동 시의 파형을 보여주고 있고 (b)에서는 부하를 변화 (20Ω-10Ω) 시의 전원 전압, 전류 및 보상전류 파형을 보여주고 있다.

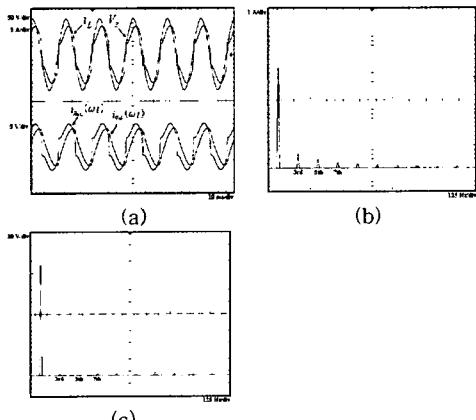


그림 2.5 보상 전 파형

Fig. 2.5 Wave-forms before compensation

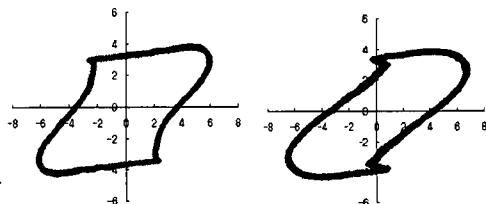


그림 2.6 α - β 좌표상의 전류 벡터궤적
Fig. 2.6 Loci of current in α - β co-ordinate

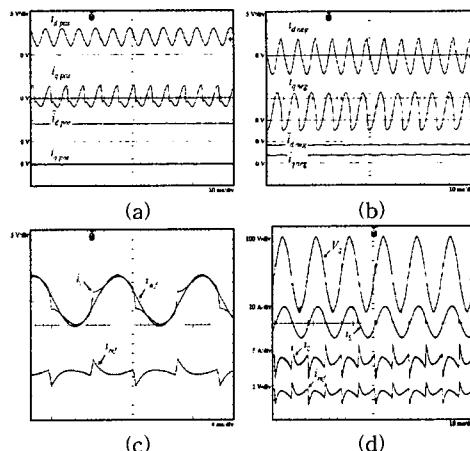


그림 2.7 능동전력필터에 의해 보상된 실험 파형
Fig. 2.6 Experimental wave-forms after compensation by active power filter

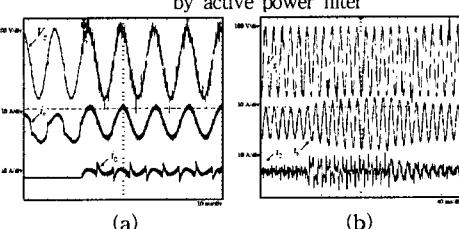


그림 2.7 천이상태의 실험파형
Fig. 2.7 Wave-forms during transient states

3. 결 론

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.

고조파의 보상은 THD는 약 19%에서 4%로 개선되었으며 기본파 성분을 구하는 과정을 실험파형으로 나타 내었다. 또한 능동전력필터의 기동 시나 부하의 급 변환 시에도 빠르게 보상되고 있음을 알 수 있다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 대학전력연구센터 '육성' 지원사업에 의해 작성되었습니다.

[참 고 문 헌]

- [1] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation", 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the PP.222 ~ 1227 vol.2 Oct. 2003