

회전좌표계를 이용한 단상능동전력필터의 제어방법에 관한 연구

金永祚*, 許眞碩**, 金榮石***

A study on the Control Method of Single-Phase APF Using RRF Method

Y.J. Kim, J.S. Heo, and Y.S. Kim

요 약

본 논문에서는 비 선형 단상부하에 의해 발생하는 전류 고조파를 보상하기 위한 단상능동전력필터의 새로운 제어방법을 제안한다. 부하전류에 시간지연을 주어 임의의 두 번째 상을 생성한 후 단상시스템을 두 상을 갖는 시스템으로 만들어 복소계산을 가능하게 한다. 기존의 방법은 부하전류를 $1/4 T$ (T 는 기본파의 주기) 만큼 지연시켜서 가상의 상을 만들었지만, 본 논문에서 제안하는 방법은 저역통과필터가 상 지연의 특성을 가지는 것을 이용하여 필터를 통과한 지연된 위상을 가진 새로운 신호를 두 번째 상으로 이용하였다. 두 개의 위상이 다른 상이 존재하므로 고조파 전류의 순시계산이 가능하게 된다. 기존의 고정좌표계를 이용하여 순시무효전력이론을 적용하지 않고, 본문에서는 전원주파수에 동기하는 회전좌표계를 사용하여 순시계산을 하였고, 보상전류 지령치를 구하였다. 전류원으로 사용되는 RL부하에 대하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였고, 제안된 제어법의 유효성을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper presents a new control method of single-phase active power filter(APF) for the compensation of harmonic current components in nonlinear loads. Constructing a imaginary second-phase giving time delay to load currents, making single-phase system into the system that has two phases, complex calculation is possible. In the previous method, it made a imaginary-phase lagged to the load current $T/4$ (here T is the fundamental cycle), but in proposed method, the new signal, which has the delayed phase through the filter, using the phase-delay property of low-pass filter, was used to the second phase. Instantaneous calculation of harmonic current is possible, because two phase have different phase. In this paper, it was done with instantaneous calculation using the rotating reference frames(RRF) that synchronizes with source-frequency, a reference of compensation currents, not applying to instantaneous reactive power theory which uses the existed fixed reference frames. The simulation and experiment about R-L loads using the current source were carried out, and the effect of the proposed method was proved through the result of this experiment.

Key Words : APF(active power filter), imaginary-phase, instantaneous calculation

*정회원, 유한대학 컴퓨터제어과 교수

E-mail : yjkim@yuhan.ac.kr

**학생회원, 인하대 전기공학과 석사과정

***정회원, 인하대 전기공학과 교수

접수일자 : 2003. 8.14

1차심사 : 2003. 9.19

심사완료일 : 2003.10.21

2차심사 : 2003.10.17

1. 서 론

SMPS, UPS, 컴퓨터 시스템 등 사이리스터 컨버터나 다이오드 정류기와 같은 반도체 전력변환장치를 사용하는 부하는 비 선형 부하로 동작하여 전원 측에 심

각한 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 절연 파괴나 수명 단축을 야기할 수 있다. 그리고, 계측장비와 같은 각종 전자장비의 오 동작이나 통신 시스템에 EMI현상을 야기한다.

고조파 제거를 위해 사용되는 수동필터는 저가이지만 특정차수의 고조파만을 선택적으로 보상할 수 있기 때문에 전원 단에 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)}.

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 방법과³⁾ DC 커패시터 전압의 기준치와 검출치와의 오차를 이용하여 입력전류의 지령치를 결정하는 방법으로⁴⁾ 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 있다⁵⁾.

본 논문에서는 전류 고조파를 저감시키기 위한 한 방법으로 단상능동전력필터를 연구하였다. 검출된 부하전류를 실제의 상 전류로 정의하고, 저역통과필터를 통과한 후의 지연을 갖는 전류 신호를 임의의 상으로 사용하여 복소계산을 가능하도록 하였으며 회전좌표계를 이용하여 보상지령전류를 구하였다.

2. 본 론

2.1 고조파 전류 검출을 위한 새로운 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 있다⁶⁾.

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

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

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

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

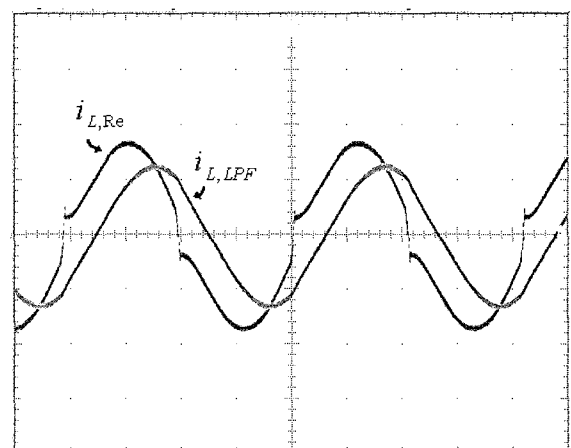


그림 1 부하전류, 상이 지연된 전류 파형

Fig. 1 Load current and phase-lagging current waveforms

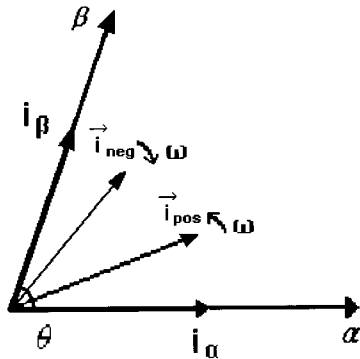


그림 2 α β 좌표 시스템
Fig. 2 α β co-ordinate system

$i_{L,Re}$ 는 α축 전류로, $i_{L,LPF}$ 는 β축 전류로 각각 정의한다.

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

그림 1은 부하전류를 검출한 값 $i_{L,Re}$ 와 지역통과필터를 지난 후의 제 2의 상 $i_{L,LPF}$ 의 파형을 보여준다. 식 (3)의 두 성분을 이용하여 그림 2와 같이 두 축을 갖는 좌표 시스템을 얻을 수 있다.

2.1.2 αβ, d q 좌표 변환 (정상분)

그림 2에서 \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.¹⁷⁾

그림 3은 정상회전에 대한 αβ → d q 좌표변환을 보여준다.

본 논문에서 제안하는 방법은 좌표변환을 통해 DC 성분과 AC 성분을 분리하여 DC 성분만을 추출하여 역좌표변환을 함으로서 부하전류의 기본과 성분을 얻는 것이 목적이다. 기본과 성분을 제외한 고조파 성분들은 좌표변환 후 AC 성분으로 나타나기 때문에, 지역통과필터에 의해 차단된다. 이런 이유로 다음에 전개되는 수식에서는 좌표변환 후에 DC 성분을 포함하는 i_{α} , i_{β} 의 기본과 성분(i_{d1} , $i_{\beta 1}$)에 대해서만 수식을 전개하였다.

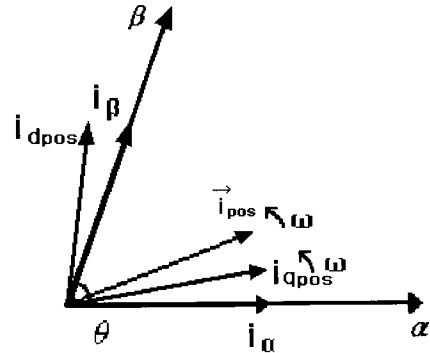


그림 3 αβ, d q 좌표변환
Fig. 3 αβ and d q co-ordinate transform

αβ → d q 좌표변환을 수식으로 나타내면 다음의 식 (4)로 표현할 수 있다.

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

$i_{d\ pos}$ 에 대하여 계산하면,

$$\begin{aligned} i_{d\ pos} &= I_{Rel} \sin \omega t [\cos \psi \sin \omega t - \sin \psi \cos \omega t] \\ &\quad - I_{LPF1} \cos \omega t [\cos(\psi + \theta) \sin \omega t - \sin(\psi + \theta) \cos \omega t] \\ &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi + I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \\ &\quad - \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi - I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \\ &\quad - \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi + I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \sin 2\omega t \quad (5) \\ &= \bar{i}_{d\ pos} + \tilde{i}_{d\ pos} \end{aligned}$$

위 식 (5)에서 $\bar{i}_{d\ pos}$ 와 $\tilde{i}_{d\ pos}$ 는 각각 $i_{d\ pos}$ 의 DC 성분과 AC 성분을 나타낸다.

$$\bar{i}_{d\ pos} = \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \psi + I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{d \text{ pos}} &= -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi - I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \cos 2\omega t \\ &\quad - \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi + I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} i_{q \text{ pos}} &= -I_{Rel} \cos \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\ &\quad - I_{LPF1} \sin \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t \\ &\quad \quad - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\ &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad - \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi - I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi + I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\ &= \bar{i}_{q \text{ pos}} + \tilde{i}_{q \text{ pos}} \end{aligned} \quad (8)$$

위 식 (8)에서 $\bar{i}_{q \text{ pos}}$ 와 $\tilde{i}_{q \text{ pos}}$ 는 다음의 식 (9), (10)으로 나타낸다.

$$\bar{i}_{q \text{ pos}} = \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{q \text{ pos}} &= -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi - I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \sin 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi + I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (10)$$

2.1.3 $\alpha\beta$, dq 좌표 변환 (역상분)

2.1.2에서 구한 방식과 마찬가지로 전류의 역상 성분도 각각 DC와 AC 성분으로 나눌 수 있다.

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

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{d \text{ neg}} \\ i_{q \text{ neg}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin(-\omega t) & -\cos(-\omega t) \\ -\cos(-\omega t) & -\sin(-\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\sin \omega t \cdot i_{\alpha 1} - \cos \omega t \cdot i_{\beta 1} \\ -\cos \omega t \cdot i_{\alpha 1} + \sin \omega t \cdot i_{\beta 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

이다.

Negative sequence의 d 축 전류는 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} i_{d \text{ neg}} &= -I_{Rel} \sin \omega t [\cos \phi \sin \omega t \\ &\quad - \sin \phi \cos \omega t] \\ &\quad - I_{LPF1} \cos \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t \\ &\quad \quad - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\ &= -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi - I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi + I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\ &= \bar{i}_{d \text{ neg}} + \tilde{i}_{d \text{ neg}} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서,

$$\bar{i}_{d \text{ neg}} = -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi - I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{d \text{ neg}} &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi + I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \cos 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (14)$$

이다.

q 축 전류는 다음 식으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} i_{q \text{ neg}} &= -I_{Rel} \cos \omega t [\cos \phi \sin \omega t - \sin \phi \cos \omega t] \\ &\quad + I_{LPF1} \sin \omega t [\cos(\phi + \theta) \sin \omega t \\ &\quad \quad - \sin(\phi + \theta) \cos \omega t] \\ &= \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi + I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad - \frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi + I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \sin 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \cos 2\omega t \\ &= \bar{i}_{q \text{ neg}} + \tilde{i}_{q \text{ neg}} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서,

$$\bar{i}_{q \text{ neg}} = \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi + I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{q \text{ neg}} &= -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos \phi + I_{LPF1} \sin(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \sin 2\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \phi - I_{LPF1} \cos(\phi + \theta)] \\ &\quad \times \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (17)$$

이다.

위에서 $\bar{i}_{d\ neg}$, $\bar{i}_{q\ neg}$ 는 Negative sequence의 DC 성분을, $\tilde{i}_{d\ neg}$, $\tilde{i}_{q\ neg}$ 는 AC 성분을 각각 나타낸다.

2.1.4 보상전류 지령치 결정

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

식 (6)과 (13) 을 이용하여 d 축 전류의 DC 성분인 \bar{i}_d 를 구한다.

$$\bar{i}_d = \bar{i}_{d\ pos} - \bar{i}_{d\ neg} = I_{Rel} \cos\phi \quad (18)$$

q 축 전류의 DC성분 \bar{i}_q 는 식 (9)와 (16)의 합에 의해 구해진다.

$$\bar{i}_q = \bar{i}_{q\ pos} + \bar{i}_{q\ neg} = I_{Rel} \sin\phi \quad (19)$$

다음은 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 역변환 매트릭스이다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha f} \\ i_{\beta f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서, $i_{\alpha f}$ 와 $i_{\beta f}$ 는 좌표변환 후의 α 축과 β 축의 기본과 성분이다.

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

$i_{\alpha f}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{\alpha f} &= \sin\omega t \cdot \bar{i}_d - \cos\omega t \cdot \bar{i}_q \\ &= I_{Rel} \cos\phi \cdot \sin\omega t - I_{Rel} \sin\phi \cdot \cos\omega t \quad (21) \end{aligned}$$

다음은 지령치에 따라 고조파만을 필터링하는 것과 고조파를 필터링하고 무효성분까지 보상하는 두 가지 경우를 보여준다.

- 1) 무효전류성분과 왜곡된 전류성분 모두를 보상하는 경우에는 다음과 같이 전체 부하전류에서 기본과 전류의 유효성분만을 빼주면 된다.

$$i_{ref} = i_{L,Re} - i_{\alpha f, active} \quad (22)$$

여기서, $i_{\alpha f, active}$ 는 $i_{\alpha f}$ 의 유효성분이다.

- 2) 유효전류와 무효전류의 왜곡된 성분만을 필터링하는 경우에는 부하전류에서 $i_{\alpha f}$ 를 빼줌으로서 구할 수 있다.

$$i_{ref} = i_{L,Re} - i_{\alpha f} \quad (23)$$

그림 4는 위에서 언급한 고조파 검출 방법에 대한 제어 알고리즘의 구성을 보여준다. $i_{L,Re}$ 는 비선형 부하 앞단의 전류이고 ω 는 전원전압에 동기하는 각주파수이다. 그리고 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 변환과 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 역변환은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{22} = C_{22}^{-1} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix} \quad (24)$$

단상에서 좌표계를 형성하여 복소계산을 하기 위해서는 기존의 단상 전류 외의 상이 다른 전류 성분이 필요하다. 본 논문에서 제안된 알고리즘은 지연 특성을 지닌 LPF를 사용하여 쉽게 가상의 상($i_{L,LPF}$)을 만들었다. 식 (25)는 실제 시스템에서 사용된 LPF이다.

$$\begin{aligned} i_{L,LPF}(n) &= \frac{1}{1 + 2\pi f_c dt} \times i_{L,LPF}(n-1) \\ &+ \frac{2\pi f_c dt}{1 + 2\pi f_c dt} \times i_{L,Re} \quad (25) \end{aligned}$$

여기서,

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

f_c : LPF의 차단주파수(70[Hz])

dt : 부하전류의 샘플링 주기(1/20[kHz])

$i_{L,LPF}(0) = 0$: LPF를 적용한 전류의 초기 값이다.

회전좌표변환을 한 후 전류성분의 DC성분을 분리하기 위해 사용된 LPF의 차단주파수는 20[Hz]이고 식 (25)로 표현된다.

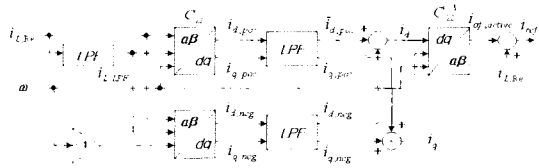


그림 4 단상회로에서의 고조파 전류 검출 방법
Fig. 4 Detecting scheme of harmonic currents in the single phase circuit

2.2 단상능동전력필터의 동작

2.2.1 능동전력필터의 구성도

그림 5는 병렬형 단상능동전력필터의 전반적인 동작을 보여준다. 병렬형 능동전력필터는 비선형 부하에 의해 발생하는 전류의 고조파 성분을 보상해줌으로서 안정적인 전원을 공급하게 해준다. 다이오드 정류기를 사용하는 비선형 부하에 의해 생성된 왜곡된 부하전류 (\$i_L\$)를 고조파 검출기에 입력시키고, 출력된 신호를 보상전류 지령치 (\$i_{ref}\$)로 사용한다. 이 성분은 인버터 출력전류(\$i_c\$)와 히스테리시스 전류제어기를 통해 비교되고, 출력된 신호는 게이트 드라이버에 입력되어, 인버터를 구동하기에 적당한 신호를 내보낸다.

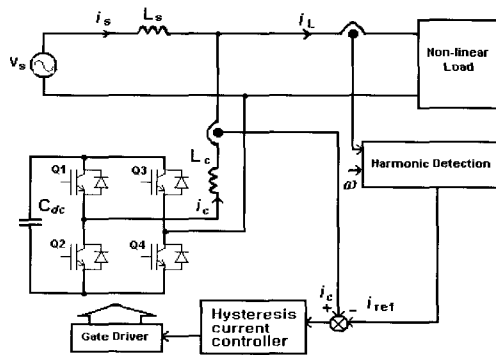


그림 5 능동전력필터의 구성도
Fig. 5 Schematic representation of the APF

2.2.2 히스테리시스 전류 제어

히스테리시스 전류 제어기는 빠른 응답, 쉬운 이행, 최대전류 제한과 부하 파라미터 변화에 대한 영향을 받지 않는다. 이 컨트롤러는 출력전류가 보상지령전류를 추정할 수 있도록 전압원 인버터에서 전류를 제어하기 위해 사용된다. 이 기법은 출력전류가 지령전류의 밴드폭보다 커지면 전류크기를 낮추고 지령전류보다 작아지면 전류를 높이는 것과 같이 인버터를 제어한다. 지령전류 \$i_{ref}(t)\$와 실제 보상전류 \$i_c(t)\$사이의

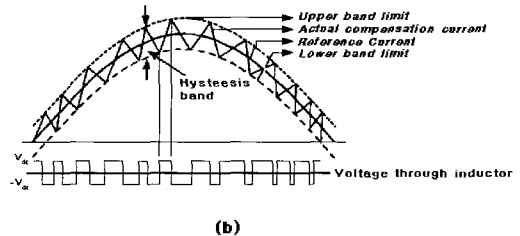
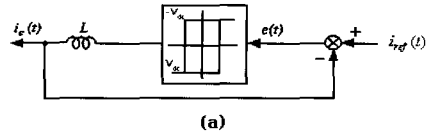


그림 6 히스테리시스 전류 제어기 (a) 블록 다이어그램과 (b) 파형

Fig. 6 Hysteresis current controller (a) Block diagram and (b) Waveforms

오차 \$e(t)\$는 인버터의 스위치 동작을 제어한다. 만약 두 신호의 오차가 히스테리시스 밴드 상한에 도달하면 전류가 감소하도록 인버터의 스위치가 동작할 것이다. 반대로 오차가 하한에 이르면 전류가 증가하도록 동작한다. 그림 6은 히스테리시스 전류 제어기에 대하여 묘사하였다. 이 제어기는 스위칭 주파수가 고정되어 있지 않아서 정확한 주파수를 알기 어렵다는 제한적인 요소를 지닌다. 이 전류 제어기의 최대 스위칭 주파수를 식 (25)에 나타내었다.

$$f_{sw, max} = \frac{V_{dc}}{9hL} \tag{26}$$

\$h\$ 는 히스테리시스 리미트, \$V_{dc}\$ 는 인버터의 DC-Link 전압이며, \$L\$ 은 인버터 출력단의 인덕턴스의 값이다^[8].

2.3 시스템 구성

그림 7에 단상능동전력필터의 제어회로에 대한 블록 다이어그램을 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, IGBT의 압단락을 방지하기 위하여 커패시터와 저항을 사용하여 4 μ s의 Dead time을 주었다. 능동전력필터의 정확하고 빠른 제어를 위해서 실시간 제어에 적합한 TI사의 TMS320C6701 floating point DSP를 사용하여 인버터를 구동하였다.

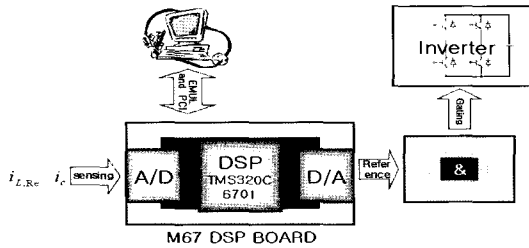


그림 7 시스템 구성의 블록 다이어그램
Fig. 7 Block diagram of system configuration

2.4 시뮬레이션 및 실험 결과

능동전력필터에 의한 고조파 전류의 보상은 단상 시스템에서 수행된다. 시뮬레이션 패키지(PSIM)를 사용하여 전류원으로 쓰이는 RL 부하에 대해 모의실험을 하였으며, 제안된 알고리즘의 유효성을 입증하였다. 그림 8은 고조파 전류원 부하를 갖는 단상전력시스템에서의 동작 파형을 보여주고 있다. 부하전류는 그림 8(a)에 나타내었고, 그림 8(b)와 (c)는 제안된 알고리즘에 의해 결정된 보상전류의 지령치와 인버터의 출력전류인 실제 보상전류의 파형이다. 그림 8(d)에서 전류가 정현파 형태를 유지하는 것을 알 수 있다. 그림 8(d)에서 보여준다. 그림 9에서는 부하전류와 전류 전류의 FFT 분석을 보여준다. 파형에서 보여주는 것과 같이 저 차 고조파 성분의 저감이 잘 이루어지는 것을 알 수 있다. THD(Total Harmonic Distortion)를 25th까지 측정한 결과, 보상 전 부하전류에서는 18.41%의 고조파 성분을 포함하고 있으나, 보상 후 전류 전류는 3th, 5th, 7th 고조파가 전부 보상되고 나머지 고조파 성분도 거의 남아 있지 않음을 알 수 있다. 보상 후의 THD는 3.05%로 낮아져서 IEEE-519의 고조파 규제치를 만족한다.

실험에 사용된 비선형 부하로는 RL 직렬부하와 연결된 단상 전파정류회로를 사용하였으며, 사용된 시스템의 회로정수들은 표 1과 같다. 복소계산을 하기 위하여 제2의 상을 만드는 데 필요한 LPF의 차단주파수는 70[Hz]로 주었다. 인버터 DC-Link 커패시터는

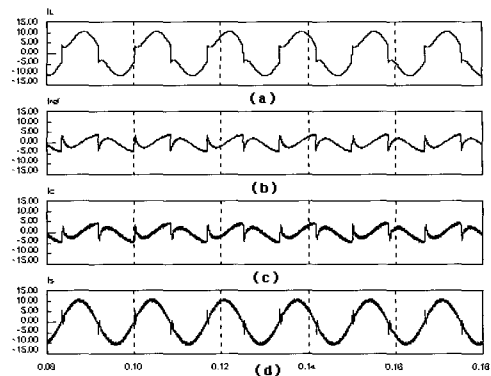


그림 8 (a) 부하전류, (b) 전류지령치, (c) 보상전류, (d) 보상 후의 전원전류
Fig. 8 Operating waveform of (a) load current, (b)reference current, (c) generate compensation current, and (d) supply current after harmonic compenstion

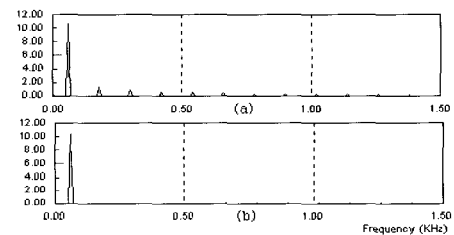


그림 9 (a) 부하전류, (b) 보상 후의 전원전류의 고조파 스펙트럼
Fig. 9 Harmonic spectrum of (a) load current, (b) supply current after harmonic compensation

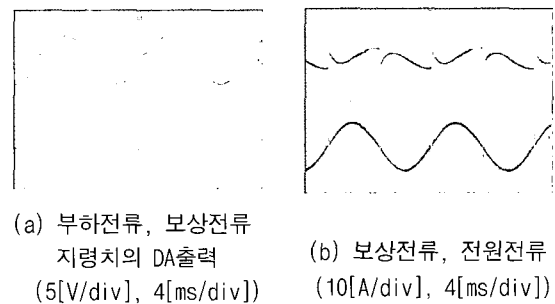


그림 10 제안된 APF에 대한 실험결과
Fig. 10 Experimental results of the proposed APF

4700[μ F], 다이오드 정류기 출력단의 부하는 15[mH]의 인덕터(L_L)와 12.8[Ω]의 저항(R_L)을 사용하였고, 인버터 출력단의 인덕터(L_c)는 1.8[mH]를 사용하였다. 고

표 1 시스템 회로정수

Table 1 circuit parameters of the system

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[μ F]
Load Inductance(L_L)	15[mH]
Load Resistance(R_L)	12.8[Ω]
Inverter side Inductance(L_c)	1.8[mH]

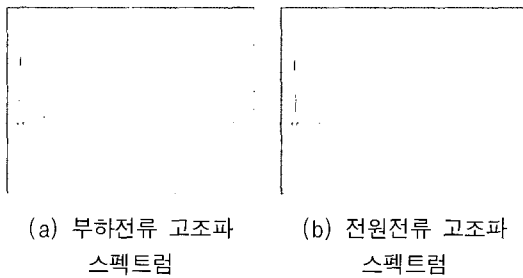


그림 11 부하 및 전원전류의 고조파 스펙트럼 (125[Hz/div])
Fig. 11 Harmonic spectrum of load and supply currents

조파 검출 알고리즘에서 DC 성분을 분리하는데 사용된 LPF의 차단주파수로 20[Hz]를 사용하였다.

그림 10은 유도성 부하(diode rectifier with RL load)를 사용한 경우의 실험 파형을 나타낸다. 실험결과에서 보듯이 보상전류가 전류 지령치를 잘 추정하고, 부하전류의 고조파 성분을 공급하여 전원전류는 정현파 형태가 유지됨을 알 수 있다.

그림 11은 부하전류(a), 보상 후의 전원전류(b)의 고조파 스펙트럼이다. THD가 17.94%에서 보상 후 IEEE-519의 고조파 규제치를 만족하는 수준인 5%미만(3.25%)으로 상당히 양호한 보상특성을 나타낸다.

그림 12는 제안된 시스템의 과도응답특성을 확인하기 위해 APF를 기동했을 시의 부하, 보상, 전원전류의 동작 파형을 추정할 것이다. 과도에서 안정상태로 넘어

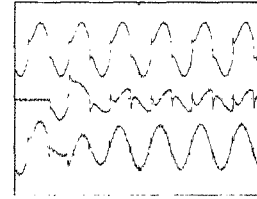


그림 12 APF 기동시의 부하, 보상, 전원전류(10[A/div])
Fig. 12 The Waveform of load, compensation and supply currents when the APF starts

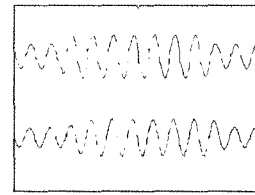


그림 13 부하가 변화(50%→100%→50%)할 때의 부하전류와 전원전류(10[A/div])
Fig. 13 The load and supply current waveforms when the load changes (50%→100%→50%)

가는 시간이 약 2주기 미만이고, 과도상태에서도 전원전류가 정현파 형태를 유지하고 있다.

그림 13은 부하를 50%, 100%, 50%로 변화 시켰을 때 나타나는 부하, 전원전류 파형을 보여준다. 그림에서 부하가 변화하기 전과 변화한 후에 모두 전원전류의 파형의 형태는 그대로 유지됨을 볼 수 있다.

그림 12, 13에서 보듯이 본 논문에서 제안한 제어방법은 과도상태나, 부하가 변화하는 상황에서도 우수한 보상 특성을 가짐을 알 수 있다.

3. 결 론

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 좌표 시스템을 만들 수 있어 순시 계산이 가능하였다. 본 논문에서는 실제의 부하전류를 시간지연을 주어 가상의 상을 만드는 기존의 방법과 달리 저역통과필터의 지연특성을 이용하여 위상과 크기가 다른 전류를 생성했다. 위상이 다른 두 전류를 회전좌표계를 이용하여 부하전류의 기본파 성분을 검출하였고, 부하전류에서 기본

과 전류를 빼 줌으로서 고조파 성분만을 포함하는 보상전류 지령치를 구할 수 있었다. 위에서 설명한 알고리즘을 DSP TMS320C6701을 사용하여 실시간 제어가 가능하게 하였으며, 빠른 응답 성능을 지닌 히스테리시스 전류제어를 적용하여 인버터를 구동하였다. 시뮬레이션과 실험 결과를 통해서 제안한 제어알고리즘의 유효성을 입증하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축 지원사업의 지원에 의하여 수행된 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[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. 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.

[7] 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.

[8] 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

[9] Li Gengyin, Zhao Chengyong, Zhou Ming, LiGuankai, Chen Zhiye, "A PREDICTED CONTROL SCHEME OF SINGLE PHASE ACTIVE POWER FILTER IN ELECTRIC TRACTION SYSTEM", Proc. of the Int. Conf. APSCOM 2000, Hong Kong, October 2000, pp. 101-104, 2000.

[10] 우원명, 한윤석, 김영석, 원충연, 최세완, "직접 보상전압 추출기법을 이용한 새로운 직렬형 능동전력 필터", 전력전자학회 논문지, 제 6권, 제 3호, pp. 258-264, 2001.

[11] 우원명, 한윤석, 김영석, 원충연, 최세완, "불평형 전원전압을 보상하는 3상3선식 직렬형 능동전력필터에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제 5 호, pp. 386-393, 2001

[12] 광상신, 이무영, 최연호, 임성운, 권우현, "부하전류 추정 기법에 의한 단상능동전력필터 제어", 전력전자학회 논문지, 제 5권, 제 4호, pp. 335-342, 2000.

저 자 소 개



김영조(金永祚)

1950년 1월생. 1972년 인하대 전기공학과 졸업. 1986년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 인하대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 유한대학 컴퓨터제어과 교수



허진석(許眞碩)

1976년 8월 23일생. 2002년 인하대 공대 전자전기컴퓨터공학부 졸업(학사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 재학(석사).



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대학교 전기공학과 교수.