

# 회전좌표계를 이용한 단상 하이브리드형 능동 전력필터

論 文

54B-8-5

## Single-Phase Hybrid Active Power Filter Using Rotating Reference Frame

金 振 鮮<sup>\*</sup> · 金 榮 石<sup>\*</sup>  
(Jin-Sun Kim · Young-Seok Kim)

**Abstract** - This paper presents the 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 phase system, an imaginary second phase was made. In this proposed method, the new signal which is the delayed through the filtering by the phase-delay property of low-pass filter is used as the secondary phase. Because two-phases have the different phase, the instantaneous calculation of harmonic current is possible. In this paper, a reference voltage is created by multiplying the coefficient  $k$  by the compensation current using the rotating reference frame synchronized with the source-frequency, not applying to instantaneous reactive power theory which has been used with the existing fixed reference frames. In order to verify the validities of the proposed control methods, experiments are carried out with the prototypes of single-phase hybrid active power filter.

**Key Words** : Single-Phase Hybrid Active Power Filter, Phase-Delay, Harmonics, THD, Rotating Reference Frame

### 1. 서 론

전력수요가 증가함에 따라 송전용량을 충분히 활용하고 전원 전압변동을 최대한 억제하여 양질의 전력을 공급하기 위하여 전력계통과 부하와의 최적 인터페이스가 매우 중요하게 대두되고 있으며, 그중에서도 전력전자기기의 보급이 날로 증가하는 추세에 있어 전원과 전력전자기기 사이의 인터페이스에 대한 연구가 절실히 요구되고 있다. 따라서 본 연구에서는 전원측에서 본 전력의 질을 개선하기 위하여 부하측에서 발생하는 고조파를 억제하기 위해서 고조파 저감 기능을 갖는 단상 하이브리드형 능동전력필터에 관한 연구를 수행하였다.

전동기 가변속 시스템, SMPS, UPS, HVDC 송전 등 대부분의 전력변환 시스템은 대부분 다이오드 또는 다이리스터 정류기에 의해 전원에 접속되게 되는데, 이 큰 직류링크 필터와 정류소자들의 스위칭 동작으로 인하여 파형이 왜곡되는 현상이 나타나게 되어 많은 저차 고조파 성분을 포함하게 된다.

이렇게 발생된 입력 전류의 고조파들은 전력계통 장치들의 VA용량증대를 가져오고 기기의 과도한 열 발생과 이상진동, 모터의 고장, 중성선 전류의 과도, 부정확한 전력 측정 등의 원인이 된다. 또한 민감한 전자, 통신기기의 EMI 현상을 야기하여 전력손실뿐만 아니라 통신장해의 원인이 될 수도 있다. 이와 같이 다이오드나 다이리스터 정류기를 앞단에 사용하는 전력변환 시스템과 같은 비선형 부하의 증가로 전원 측에 고조파 전류의 문제가 대두됨에 따라 IEEE-519와 IEC6100-3-2 등과 같이 고조파 전류에 관한 지침이 출현하게 되었으며, 유럽 등 각국에서 1998년부터 수입되는 전자장비들에 이와 같은 지침을 적용하고 있다.

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.[1,2] 3상 능동전력필터는 비선형 부하 문제에 대한 표준 해결책으로 연구되었고, 병렬형, 직렬형, 하이브리드형, 직렬형 등 많은 토폴로지(topology)와 제어방법이 제안되었다.

일반적으로 기계설비를 장치하는 지점인 PCC(Point of

\* 교신저자, 正會員 : 인하대학교 전기공학과 박사과정  
E-mail : jsk2473@chol.com

\* 正會員 : 인하대학교 전자·전기공학부 교수  
接受日字 : 2005年 6月 2日  
最終完了 : 2005年 7月 12日

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[3], 단상 full-bridge[4], 전류원 인버터[5], 전압원 인버터[6,7] 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 (a-b-c to  $\alpha - \beta$ ) 을 한 후 순시전력을 계산한다. 그림 2.1에서와 같이 단상 회로에서는 위에 제시한 방법을 단지 실제 상에 시간지연을 줌으로써 가상의 상을 만들고, 간단하게 고정 좌표계( $\alpha - \beta$  co-ordinates) 를 만들 수 있게 한다. 이러한 방법으로 단상 시스템을 2상으로 변환하면 3상에서 사용하는 것과 같이 직교 좌표 시스템을 적용하여 순시전력을 계산할 수 있다.[6]

실제의 단상 전류를 T/4(T : 기본파의 주기)만큼의 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.

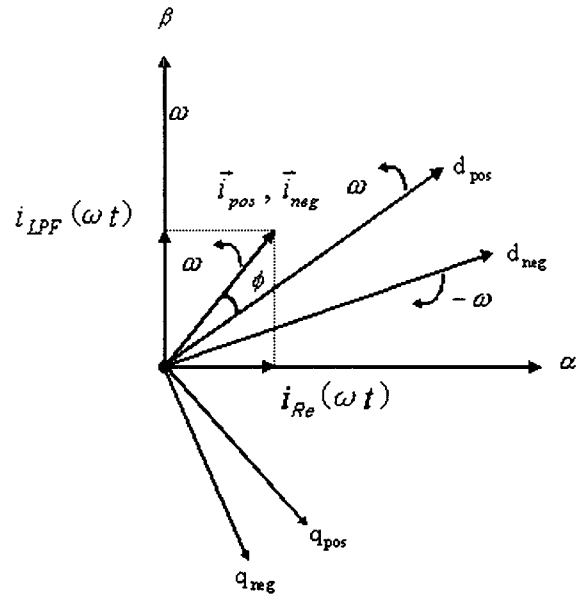


그림 2.1  $\alpha - \beta$  와  $d - q$  좌표 사이의 상관도

Fig 2.1 The relationship between the  $\alpha - \beta$  and d-q reference frame

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

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

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

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

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

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

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

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

→  $i_{pos}$ 는  $\omega$ 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  $\alpha - \beta$ ,  $d - q$  좌표 변환

본 논문에서 제안하는 방법은 좌표변환을 통해 DC성분과 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 성

분을 포함하는  $i_a$ ,  $i_{\beta}$ 의 기본과 성분( $i_{af}$ ,  $i_{\beta f}$ )에 대해서만 수식을 전개하였다.

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

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

$i_{d\ pos}$ 에 대하여 계산하면,

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

식 (5)에서  $\bar{i}_{d\ pos}$ 와  $\tilde{i}_{d\ pos}$ 는 각각  $i_{d\ pos}$ 의 DC성분과 AC성분을 나타낸다.

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

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

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

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

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

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

$$\tilde{i}_{q\ pos} = -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos\psi - I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \sin 2\omega t$$

$$+ \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin\psi + I_{LPF1} \cos(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \quad (10)$$

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

2.2.2에서 구한 방식과 마찬가지로 전류의 역상 성분도 각각 DC와 AC 성분으로 나눌 수 있다.

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

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{d\ neg} \\ i_{q\ neg} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin(-\omega t) & -\cos(-\omega t) \\ -\cos(-\omega t) & -\sin(-\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\sin\omega t \cdot i_{a1} - \cos\omega t \cdot i_{\beta 1} \\ -\cos\omega t \cdot i_{a1} + \sin\omega t \cdot i_{\beta 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

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

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

여기서,

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

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

이다. Negative sequence의 q 축 전류는 다음 식으로 나타낸다.

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

여기서,

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

$$\tilde{i}_{q\ neg} = -\frac{1}{2} [I_{Rel} \cos\psi + I_{LPF1} \sin(\psi + \theta)] \sin 2\omega t$$

$$+ \frac{1}{2} [I_{Rel} \sin \psi - I_{LPF} \cos(\psi + \theta)] \cos 2\omega t \quad (17)$$

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 보상 지령치 결정

고조파 전류 성분  $i_h$  를 구하기 위하여 새로운 상을 이용하여 2상 시스템을 구축하였다. 실제전류의 성분인 a축의 기본파 성분( $i_{af}$ )을 구한 후, 전체전류( $i_{Re}$ )에서 그 값을 빼줌으로서 구하고자 하는 고조파 성분을 얻을 수 있다. 이 고조파 성분에 K배함으로서 보상전압을 산출하였다.

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

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

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

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

다음은 d q  $\rightarrow$   $\alpha\beta$  역변환 매트릭스이다.

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

여기서,  $i_{af}$  와  $i_{bf}$  는 좌표변환 후의 a축과  $\beta$ 축의 기본파 성분이다.

고조파성분을 구하는 데는 실제 전류인 a축 성분만 쓰이고,  $\beta$ 축 성분은 사용하지 않는다.

실제 전류의 기본파 성분인  $i_{af}$  는 다음과 같다.

$$i_{af} = \sin \omega t \cdot \bar{i}_d - \cos \omega t \cdot \bar{i}_q \\ = I_{Rel} \cos \psi \cdot \sin \omega t - I_{Rel} \sin \psi \cdot \cos \omega t \quad (21)$$

고조파 성분  $i_h$ 는 다음과 같다.

$$i_h = i_{Re} - i_{af} \quad (22)$$

전압 지령치  $V_{ref}$ 는 전류 고조파 성분에 K배를 함으로써 구할 수 있다.

$$V_{ref} = K \cdot i_h \quad (23)$$

그림 2.3에서는 위에서 언급한 고조파 검출 방법에 대한 제어 알고리즘의 구성을 보여준다.  $i_{Re}$ 는 실제 전류를 나타내고  $\omega$ 는 전원전압에 동기하는 각주파수이다. 그리고 d q  $\rightarrow$   $\alpha\beta$ 변환과 d q  $\rightarrow$   $\alpha\beta$  역변환은 다음과 같이 주어진다.

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

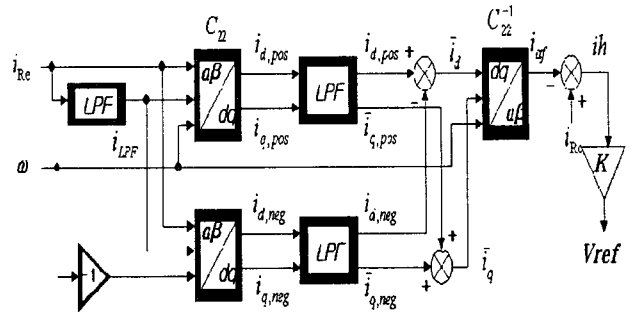


그림 2.2 고조파 검출 알고리즘

Fig. 2.2 Detecting algorithm of harmonics

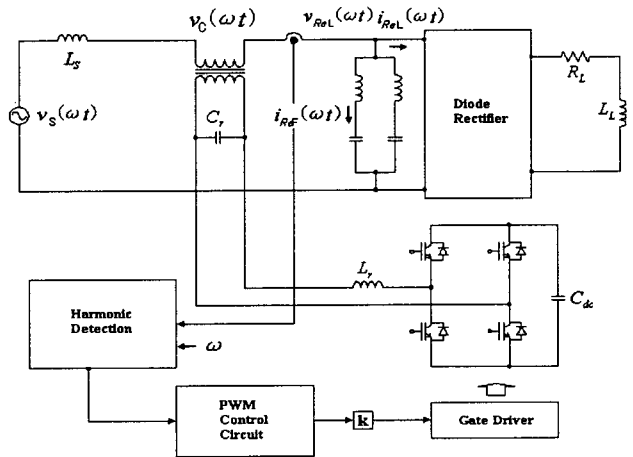


그림 2.3 단상 하이브리드형 능동전력필터의 구성도

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

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( $i_{LPF}$ )을 만들었다.

### 2.2 능동필터의 동작 및 구성

제안된 단상 하이브리드형 능동전력필터의 전반적인 동작을 그림 2.4와 같이 구성하였다. 하이브리드형 능동전력필터는 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 성분을 보상해줌으로써 안정적인 전원을 공급하게 해준다. 다이오드 정류기를 사용하는 비선형 부하에 의해 생성된 왜곡된 전류를 고조파 검출기에 입력시키고, 이 고조파 성분에 K배를 취한 출력신호를 보상지령치( $V_{ref}$ )로 사용한다. 이 성분은 인버터 출력전압( $V_c$ )와 PWM 제어기를 통해 출력된 신호는 게이트 드라이버에 입력되어, 인버터를 구동하기에 적당한 신호를 내보낸다.

2.3 실험 장치 및 시스템 구성

본 논문에서는 단상 하이브리드형 능동전력필터 제어를 위해 Single-phase full- bridge inverter, PWM controller 및 Gate driver, 알고리즘 연산을 위한 DSP를 그림 2.4와 같이 구성하였다.

인버터의 DC-Link 단의 평활용으로 450[V], 4700[μF] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 입력 전압원을 사용하였다. 인버터의 스위칭 소자는 TOSHIBA사의 IGBT (MG75J2YS50) 모듈을 사용하였다.

시스템의 부하는 전류원 부하로 작용하는 단상 diode rectifier, RL부하를 사용하였다.

그림 2.5에 단상 하이브리드형 능동전력필터의 제어회로에 대한 블록다이아그램을 나타내었다. PT와 CT를 통해 ±10[V]의 전압값으로 변환된 전압과 전류가 A/D변환기를 통해 16bit의 디지털 값으로 변환되어 DSP에 입력된다.

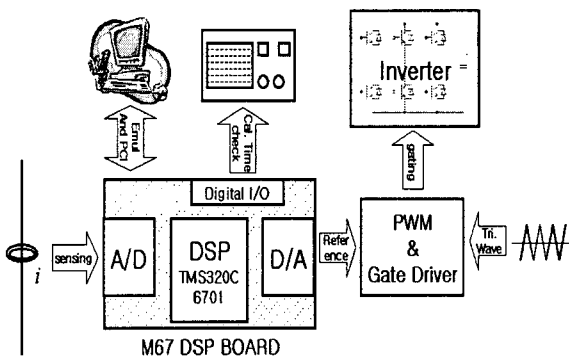


그림 2.4 제어회로 블록다이아그램  
Fig. 2.4 Block diagram for control circuit

표 1 실험회로의 정수

Table 1 Constants of the experimental circuit

|     |                   |         |
|-----|-------------------|---------|
| 3th | 인덕터( $L_{3th}$ )  | 5.2[mH] |
|     | 커패시터( $C_{3th}$ ) | 150[μF] |
| 5th | 인덕터( $L_{5th}$ )  | 2[mH]   |
|     | 커패시터( $C_{5th}$ ) | 140[μF] |

표 2 병렬 수동필터의 회로정수

Table 2 Circuit parameters of parallel passive filter

|                                 |           |
|---------------------------------|-----------|
| Supply Voltage                  | 110[Vrms] |
| Voltage frequency               | 60[Hz]    |
| Sampling Frequency              | 25[kHz]   |
| Cut-off Frequency(1)            | 70[Hz]    |
| Cut-off Frequency(2)            | 20[Hz]    |
| DC-Link Capacitance( $C_{dc}$ ) | 4700[μF]  |
| Load Inductance( $L_L$ )        | 35[mH]    |
| Load Resistance( $R_L$ )        | 15[Ω]     |
| LC Filter Inductance( $L_f$ )   | 4[mH]     |
| LC Filter Capacitance( $C_f$ )  | 0.5[μF]   |

DSP에서는 이를 실제 전압, 전류 값으로 변환한 후에 제어 알고리즘에 의해 보상기준전압을 연산하게된다. 연산된 보상기준전압은 다시 D/A 변환기를 통해 아날로그 신호로 변환되어 PWM 발생회로로 넘겨지게 되고, PWM 회로에서 이 D/A 출력신호와 삼각파를 비교하여 인버터 제어신호가 구동회로를 거쳐 인버터를 구동하도록 제어회로를 구성하였다. 게이트 구동회로 및 보호회로는 40[kHz]까지 구동 가능한 Fuji사의 게이트 드라이버(EXB841)를 사용하였고, IGBT의 암단락을 방지하기 위하여 커패시터와 저항을 사용하여 4[μs]의 Dead time을 주었다.

하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며 소프트웨어를 적용하기 위하여 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 마이크로 프로세서로 사용된 DSP소자는 고속, 고정도의 연산이 가능하며, 부동소수점 처리가 가능한 TI(Texas Instrument)사의 32-bit DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320C6701을 사용하였다.

제안된 알고리즘의 성능 및 상태량은 DSP를 통해 연산되고 D/A 변환기를 통해 아날로그 값으로 변환된 신호는 오실로스코프를 통하여 확인할 수 있다.

표 1 및 표 2에 실험에 사용된 시스템 정수와 수동필터의 시스템정수를 나타낸다.

실험에 사용된 비선형 부하로는 RL 직렬부하와 연결된 단상 전파정류회로를 사용하였으며, 전원전압은 일상적으로 사용되는 110[V] 60[Hz]를 사용하였다. 단상시스템을 벡터 시스템으로 만들기 위하여 사용된 LPF의 차단주파수는 70[Hz]로 주었다. 인버터 DC-Link의 커패시터는 4700[μF], 다이오드 정류기 출력단의 부하는 35[mH]의 인덕터( $L_L$ )와 15[Ω]의 저항( $R_L$ )을 사용하였고, LC필터의 인덕턴스( $L_f$ )는 4 [mH]를 사용하였고 커패시턴스( $C_f$ )는 0.5[μF]를 사용하였다. 고조파 검출 알고리즘에서 DC 성분을 분리하는데 사용된 LPF의 차단주파수로 20[Hz]를 사용하였다. 표 2에는 수동필터로 사용된 회로정수의 값들을 보여주고 있다.

3. 실험 결과

본 절에서는 정상, 역상 성분 회전좌표계를 이용한 단상 하이브리드형 능동전력필터의 제어알고리즘을 적용한 실험 결과들을 제시하였다. 그림 3.1, 그림 3.2 및 그림 3.3에서 보상 전, 수동필터로 보상 시와 수동필터와 능동전력필터로 동시에 보상하는 하이브리드형 능동전력필터로 보상 한 파형들을 보여준다.

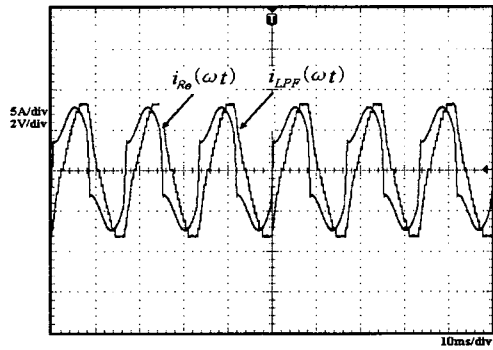
그림 3.1-3의 각 (a)의 파형은 전원측 입력 전류와 필터링을 통하여 지연된 전류의 파형을 각 (b)의 파형은 전원측 전류의 고조파 스펙트럼을 그리고 각 (c)의 파형은 입력 전류를 d-q 좌표변환 후 각 축의성분을 나타내고 있으며, 각 (d)의 파형은  $\alpha - \beta$  좌표 상에서 회전하는 벡터의 궤적을 나타내고 있다. 비 보상 시 전원측 전류의 THD는 약 22.9%에서 수동필터 보상 시 약 5.8%로 하이브리드형 능동전력필터로 보상 시 약 3.8%로 파형이 개선됨을 보여주고 있으며 수동필터로 보상된 나머지 성분을 직렬형 능동전력필터가 보상함으로써 능동전력필터의 소용량화가 가능함을

알 수 있다. 회전벡터의 파형은 정현파에 가까울수록 타원에 준하는 형태로 표현됨을 알 수 있다. 그림 3.4에서 능동 전력필터 투입 시 과도상태를 보여주고 있으며 빠른 응답과 전류위상의 변이를 보여주고 있다. 그림 3.5에서 비보상 시, 수동필터로 보상 시 및 하이브리드형 능동전력필터로 보상 시의 전원 전류 및 전압의 파형과 수동필터의 전류 및 부하 단 전압을 보여주고 있다.

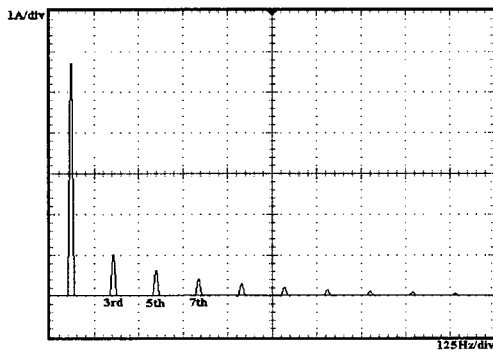
- (a) 실제전류와 지연된 가상의 전류
- (b) 전류 스펙트럼 ( THD : 22.9% )
- (c) 회전좌표상의 d-q 전류성분
- (d)  $\alpha - \beta$  좌표 상에서의 전류 벡터 궤적

그림 3.1 보상 전 실험 파형

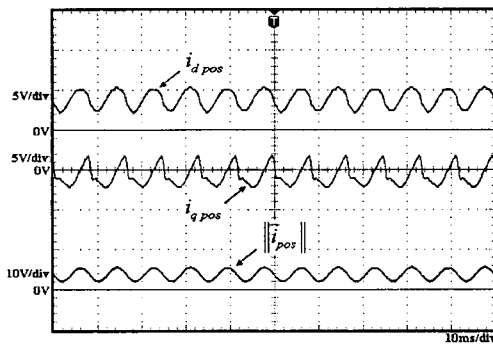
Fig. 3.1 Experimental results before compensation



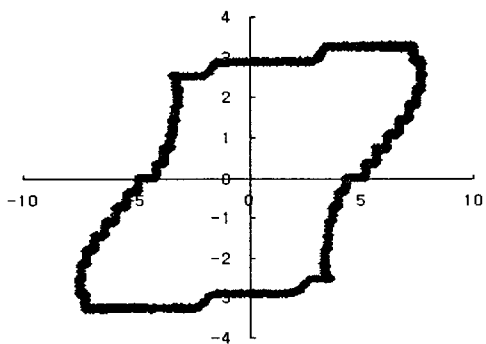
(a)



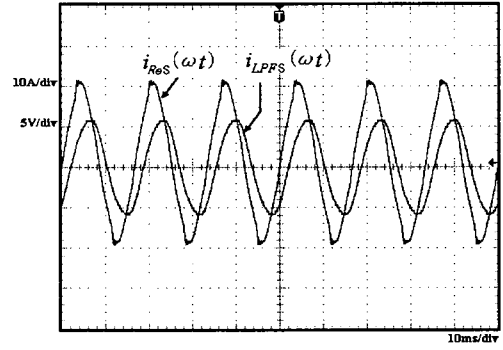
(b)



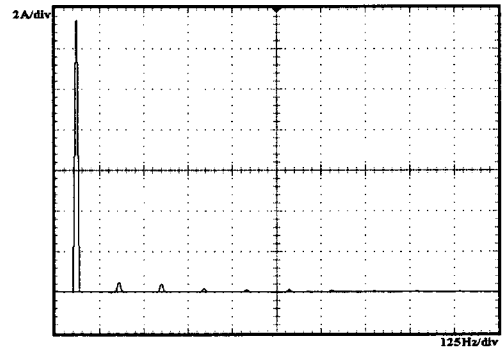
(c)



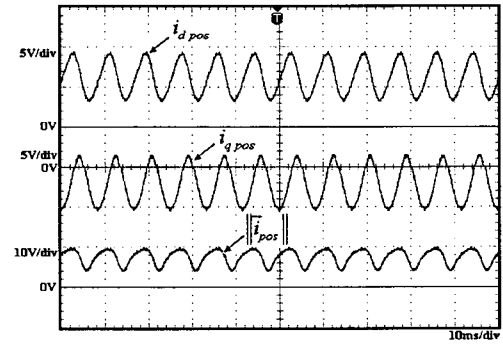
(d)



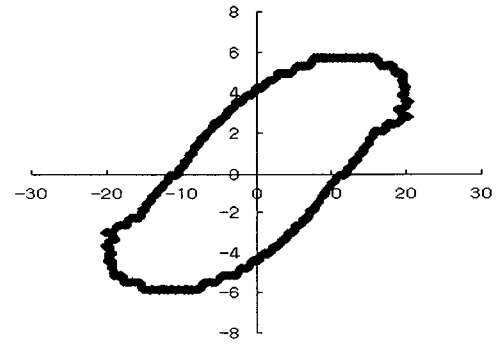
(a)



(b)

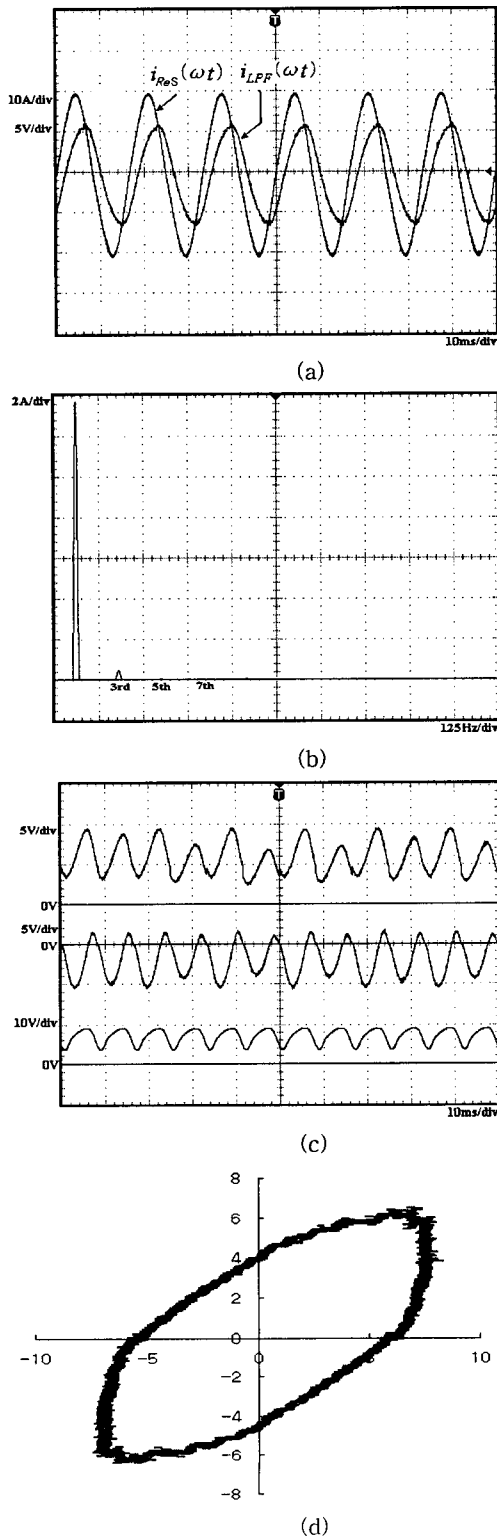


(c)



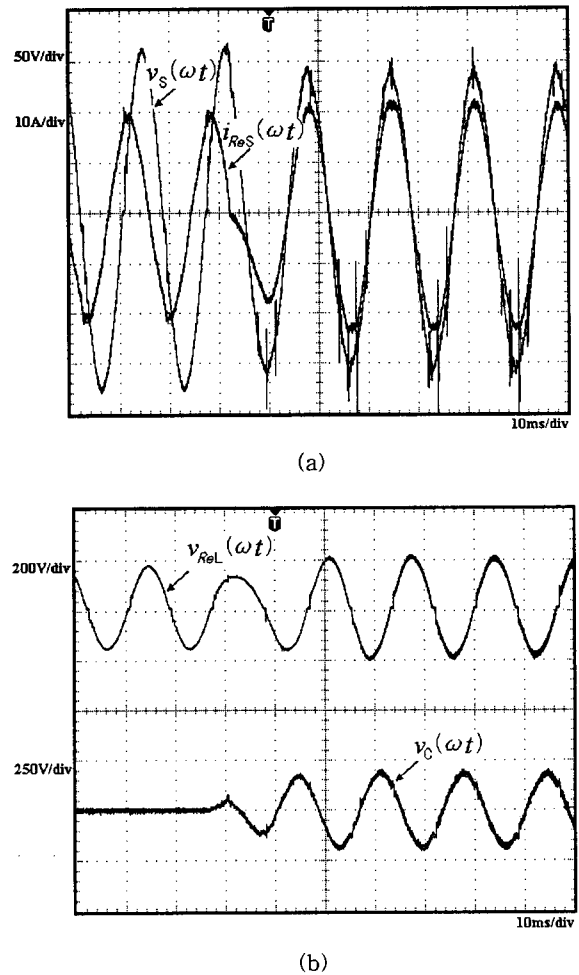
(d)

(a) 실제전류와 지연된 가상의 전류  
 (b) 전류 스펙트럼 ( THD : 5.8% )  
 (c) 회전좌표상의 d-q 전류성분  
 (d)  $\alpha - \beta$  좌표 상에서의 전류 벡터 궤적  
 그림 3.2 병렬 수동전력 필터로 보상 시 실험 파형  
 Fig. 3.2 Experimental results when compensated for with the parallel passive filter

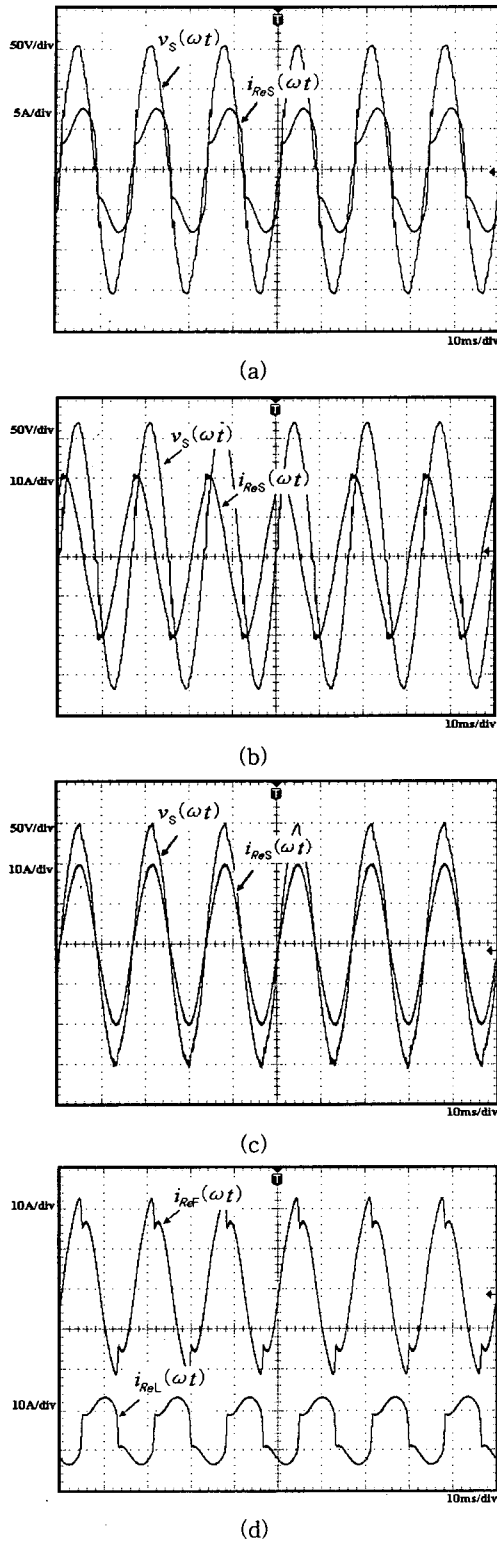


(a) 실제전류와 지연된 가상의 전류  
 (b) 전류 스펙트럼 ( THD : 3.8% )  
 (c) 회전좌표상의 d-q 전류성분  
 (d)  $\alpha - \beta$  좌표 상에서의 전류 벡터 궤적  
 그림 3.3 하이브리드 시스템으로 보상 시 실험 파형  
 Fig. 3.3 Experimental results when compensated for with hybrid system

이때의 전원 전류는 5.9 [A]에서 13.9 [A] 로 그리고 13.8 [A]로 변화하고 역률은 지상 0.93에서 진상 0.46 으로 변화 되고 하이브리드형 능동전력필터로 보상 시 역률이 지상 0.99로 제어되고 있다. 이러한 결과는 고조파 성분을 보상 함으로써 역률 또한 개선되고 있음을 보여주고 있다. 또한 수동필터에는 무효전력 성분과 고조파 성분을 함유한 전류가 크게 흐르므로써 수동필터 사용 시 전원측에 부담으로 작용 한다 (전압 강하 등의 형태).



(a) 실제전류와 지연된 가상의 전류  
 (b) 부하단 전압 및 보상 전압  
 그림 3.4 과도 상태의 실험 파형  
 Fig. 3.4 Experimental results of transient states



(a) 비 보상 시 전원 전류 및 전압  
 (b) 수동필터로 보상 시 전원 전류 및 전압  
 (c) 하이브리드형 능동전력 필터로 보상 시 전원 전류 및 전압  
 (d) 하이브리드형 능동전력 필터로 보상 시 필터 전류 및 부하단 전류

그림 3.5 전원전압과 전류  
 Fig 3.5 source voltage and current

#### 4. 결 론

본 연구에서는 단상 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파 저감의 한 방법인 단상 하이브리드형 능동전력필터에 대하여 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/4만큼 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 기본파 성분을 추출할 수가 없는데, 이 문제는 회전좌표계의 정상, 역상 성분을 이용하여 해결하였다. 기본파 성분을 검출한 후, 실제전류에서 전류의 기본파 성분을 빼 줌으로서 고조파 성분을 구하였다. 이 고조파 성분에 K배를 취함으로써 보상 지령치를 구할 수 있었다.

제안된 제어방법을 DSP TMS320C6701을 사용하여 실시간 제어가 가능하게 하였으며, PWM제어를 통해 인버터를 구동하였다. RL부하에 대하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였고, 그 결과들을 제시하였다.

수동필터만으로 동작시켰을 경우 THD는 약 5.8%였으나 하이브리드 능동전력필터로 보상 시 THD는 약 3.8%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. 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", IEEJ Trans. on, vol. 113-D, no. 1, pp. 33-40, 1993
- [3] S. Serna, Chongming Qiao and K. M. Smedley, "A Single-phase Active Power Filter with Double-Edge Integration Control", IEEE IECON'01, Vol. 2, pp. 949-953, 2001
- [4] M. Rukonuzzainan and M.nakaoka, "Single-Phase Shunt Active Power Filter with Novel harmonic



- Detection", Power Electronics and Drive Systems. 2001. Proceedings 2001 4th IEEE International Conference on, Vol. 1, pp. 388-372, 2001
- [5] 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
- [6] Chian-Yuan Hsu and Horng-Yuan Wu, "A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy Storage Capacitor", PESC'95, pp. 202-208, Jun 1995
- [7] D. A. Torrey and A. Al-Zamel, "Single-phase active power filters for multiple non-linear loads", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, pp. 263-271, May 1995
- [8] 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
- [9] 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
- [10] 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
- [11] 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
- [12] 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
- [13] Li Gengyin, Zhao Chengyong, Zhou Ming, LiGuankai, Chen Zhiye, "A Predicted Control Scheme of Single Phase Active Power Filter in Electronic Traction System", Proceedings of the International Conference APSCOM 2000, Hong Kong, October 2000, pp. 101-104, 2000
- [14] Jinjun Liu, Jun Yang, Zhaoan Wang, " A New Approach for single-phase harmonic detecting and its application in a hybrid active power filter", Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the volume: 2 , 3-6 Aug. 1997 pp. 711 - 717 vol.2
- [15] Chengyong Zhao; Gengyin Li; Zhiye Chen; Guangkai Li " Design and realization of a new hybrid power filter system used in single-phase circuit" Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE , Volume: 2 , 29 Nov.-2 Dec. 2001 pp. 1067 - 1071 vol.2
- [16] Yi-Bing Zhang; Yu-Xing Dai "Analysis and control of single-phase series active power filter ", Machine Learning and Cybernetics, 2003 International Conference on , Volume: 2 , 2-5 Nov. 2003 pp. 1009 - 1014 Vol.2
- [17] Sangsun Kim; Enjeti, P.N " A new hybrid active power filter (APF) topology ", Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 17 , Issue: 1 , Jan. 2002 pp. 48 - 54
- [18] Rivas, D.; Moran, L.; Dixon, J.; Espinoza, J. " A simple control scheme for hybrid active power filter ", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual , Vol. 2 , 18-23 June 2000 pp. 991 - 996 vol.2]
- [19] Chen Guozhu; Zhengyu Lu; Qian Zhaoming "The design and implement of series hybrid active power filter for variable nonlinear loads", Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Vol. 3 15-18 Aug. 2000 pp. 1041 - 1044 vol.3
- [20] Bor-Ren Lin; Chun-Hao Huang; Bor-Ren Yang " Control scheme of hybrid active filter for power quality improvement ", Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02. 2002 IEEE International Conference on , Volume: 1 , 11-14 Dec. 2002 pp. 317 - 322 vol.1
- [21] Maeda, T.; Watanabe, T.; Mechi, A.; Shiota, T.; Iida, K. " A hybrid single-phase power active filter for high order harmonics compensation in converter-fed high speed trains", Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the , Volume: 2 , 3-6 Aug. 1997 Pages:711 - 717 vol.2[1] A. Ghosh, S. Devadas, K. Keutzer and J. White, "Estimation of Average Switching Activity in Combinational and Sequential Circuits," ACM/IEE Design Automation Conf., pp. 253-259, 1992.

저 자 소 개



**김진선(金振鮮)**

1959년 9월 22일 생. 1986년 인하대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년~1997년 LG 석유화학/엔지니어링 재직. 1999~2001 안양 과학대 초빙교수. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 032-860-7397, Fax 032-863-5822

E-mail : jsk2473@chol.com



**김영석(金榮石)**

1951년 6월 11일 생, 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987~1989년 전기연구원 전력전자 연구실장. 현재 인하대 전자·전기공학부 교수

Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822

E-mail : young나@inha.ac.kr